

PRAKTYCZNY

ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

cena 2,20 zł (22000 zł)

grudzień
nr 12 '95

Spis treści rocznika 1995 miesięcznika Praktyczny Elektronik

Elektroakustyka

Zestawienie współpracujących urządzeń w poszczególnych wersjach serii "500" i "700" produkcji DIORA S.A.	1/95	6
Siedmiopasmowy korektor graficzny Hi-Fi z analizatorem widma	1/95	6
Słuchawki bezprzewodowe	1/95	12
Mikser audio	2/95	19
Wzmacniacz z lamusa (GML-026)	3/95	16
Efekt gitarowy – "FAZER"	4/95	20
Hybrydowe wzmacniacze mocy serii STK	4/95	26
Zestawy głośnikowe	4/95	27
Przystawka "FUZZ" – "WAH-WAH"	5/95	16
Elektroniczny przełącznik wejść	5/95	25
Wzmacniacz mocy – modyfikacja	6/95	13
Mikrofon bezprzewodowy	6/95	18
Odbiornik do mikrofonu bezprzewodowy	7/95	8
Urządzenie pseudokwadrofoniczne	7/95	27
Zdalnie sterowany obrotowy potencjometr wzmocnienia we wzmacniaczu m.cz.	9/95	12
Przystawka do efektu "TREMOLO"	10/95	21

Miernictwo

Generator funkcyjny 0,1 Hz ÷ 100 kHz	1/95	22
Charakterograf	2/95	4
Jednozakresowy częstotściomierz	2/95	11
Oscyloskop amatorski – uzupełnienia i poprawki	4/95	10
Generator dla początkujących elektroników	4/95	13
Woltomierz 4 i 1/2 cyfry	5/95	4
Sonda logiczna z sygnalizacją akustyczną	6/95	21
Zastosowanie analogowego miernika w woltomierzu i amperomierzu	8/95	4
Generator sygnałowy AM	8/95	6
"Oscyloskop" do analizy przebiegów cyfrowych	8/95	22
Generator wobulowany	9/95	8
Przetwornik "True RMS"	9/95	17
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 1	10/95	15
Generator akustyczny	11/95	8
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 2	11/95	24
Preskaler 1,3 GHz	12/95	4
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 3	12/95	12
Miernik zniekształceń nieliniowych	12/95	26
Termostatyzowany generator kwarcowy	12/95	18

Technika motoryzacyjna

Przerywacz kierunkowskazów	1/95	4
Symulator alarmu – modyfikacja	2/95	10

Układ sygnalizujący o włączeniu lub wyłączeniu świateł mijania w samochodzie	2/95	11
Sygnalizacja świateł stop w samochodzie	3/95	11
Modyfikacja przerywacza kierunkowskazów	3/95	12
Programator pracy wycieraczek	4/95	5
Impulsowe światło do roweru	6/95	10
Alarm samochodowy z radiopowiadomieniem cz. 1	6/95	23
Alarm samochodowy z radiopowiadomieniem cz. 2	7/95	20
Automatyczny włącznik wentylatora chłodnicy w samochodzie	8/95	19
Alarm samochodowy – wyjaśnienia i uzupełnienia	9/95	22
Modyfikacja alarmu samochodowego z kodem cyfrowym	9/95	29

Technika RTV

Programy radiowe z satelity	1/95	28
Układ fonii satelitarnej	2/95	24
Tuner satelitarny, czy telewizja kablowa?	4/95	16
Przestrojenie zakresu UKF odbiornika radiowego ANIA R612/R613	7/95	11
Prosty koder stereofoniczny	10/95	24

Urządzenia zasilające

Zasilacz laboratoryjny 0 ÷ 30 V/3 A	3/95	23
Wstępny stabilizator tyrystorowy	3/95	30
Wstępny stabilizator tyrystorowy – dokończenie	4/95	12
Uniwersalna ładowarka akumulatorów niklowo-kadmowych	10/95	4
Zasilacz $\pm 6 \div 20$ V/1,5 A, +5 V/2 A z woltomierzem i amperomierzem	12/95	22

Praktyka i teoria

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 17	1/95	2
Opis magistrali I ² C cz.5	1/95	18
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 18	2/95	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 19	3/95	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 20	4/95	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 21	5/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 1	5/95	22
Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511	5/95	30

Dokończenie wykazu na str. 31

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

GRUDZIEŃ nr 12/95

SPIS TREŚCI

Spis treści rocznika 1995 miesięcznika „Praktyczny Elektronik”.....	2
Preskaler 1,3 GHz.....	4
Zakłócenia i ich redukcja cz. 8.....	6
Automatyczny wyłącznik domofonu.....	10
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 3.....	12
Zasady prenumeraty.....	13
Termostatyzowany generator kwarcowy.....	18
Miernik zniekształceń nieliniowych.....	22
Zasilacz $\pm 6 \div 20$ V/1,5 A, +5 V/2 A z woltomierzem i amperomierzem.....	26

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 11/94; 1-12/95. Cena jednego egzemplarza 2,20 zł (22.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95 i PE 8/95.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:

ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE

ul. Prosta 11 65-001 Zielona Góra

KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra

997283-102847-2541

Ceny:

– 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,20 zł (22.000 zł) + 22% VAT (najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)

– ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,10 zł (11.000 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”

ul. Jskółcza 2/5

65-001 Zielona Góra

tel. niestety czasowo brak telefonu

Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Preskaler 1,3 GHz

Ponad rok temu zamieściliśmy artykuł zawierający opis preskalera. Ponownie powracamy do tego tematu, który został poruszony na życzenie wielu Czytelników zainteresowanych budową mikroprocesorowego częstotliwościomierza. Rozwiązanie proponowane obecnie nie jest jednak w stanie zastąpić układu opisanego wcześniej, lecz o tym poniżej.

Preskalerem nazywamy układ zawierający wzmacniacz wstępny i dzielnik cyfrowy, pracujący przy wysokich częstotliwościach. Preskalery są obecnie często spotykane w sprzęcie powszechnego użytku. Pracują one w układach syntezy częstotliwości i służą do wstępnego podziału częstotliwości heterodyny. Układy logiczne preskalerów wykonane są najczęściej w technologii ECL (ang. Emitter Coupled Logic – logika ze sprzężeniem emiterowym). Producenci oferują wiele typów preskalerów o częstotliwościach granicznych dochodzących do kilku GHz. Niestety wadą najczęściej spotykanych preskalerów o wysokich częstotliwościach granicznych jest stosunkowo wysoka dolna częstotliwość graniczna.

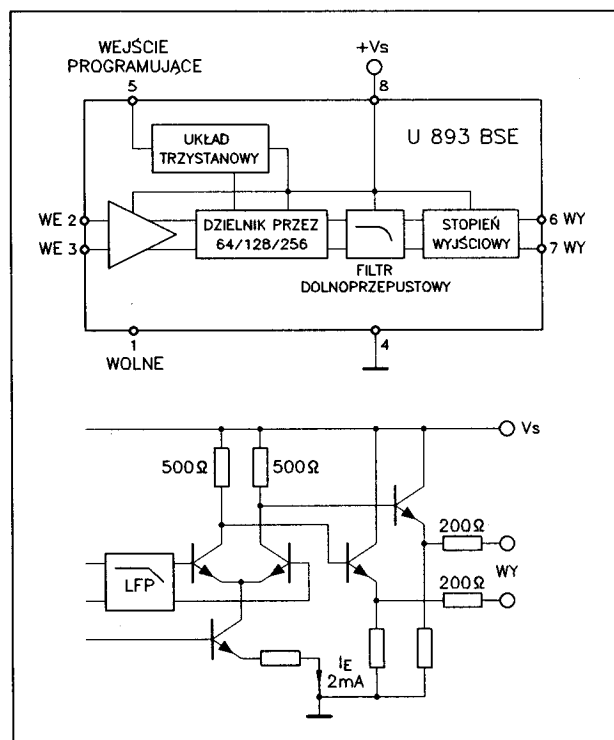
Jednym z popularniejszych na krajowym rynku preskalerów jest układ SP 8629 produkcji firmy Plessey Semiconductors specjalizującej się w układach pracujących przy bardzo dużych częstotliwościach. Popularność układu SP 8629 wynika z "okrągłego" stopnia podziału wynoszącego 100. Ułatwia to zastosowanie go w klasycznych częstotliwościomierzach, gdyż nie ma potrzeby przeliczania wyniku pomiaru. Wadą tego układu jest jednak stosunkowo niska częstotliwość graniczna wynosząca 150 MHz. Dolna częstotliwość graniczna, 10 MHz jest natomiast satysfakcjonująca. Preskaler wykonany w oparciu o ten układ był opisany w PE 12/93. Cena układu SP 8629 wynosi obecnie ok. 20 zł.

Proponowany obecnie preskaler umożliwia pomiary częstotliwości w przedziale 70÷1300 MHz. Jego niewątpliwą zaletą jest niska cena (ok. 7 zł), natomiast poważną wadą jest brak wyjścia w standardzie TTL. Zakres częstotliwości pracy sprawia jednak, że dla niektórych pomiarów niezbędny będzie preskaler SP 8629. Można pokusić się o wyszukanie w katalogach układu pracującego w szerszym przedziale częstotliwości, lecz jest mało prawdopodobne, aby był on dostępny na naszym rynku.

Opis układu

Preskaler zbudowano w oparciu o układ scalony U 893BSE produkowany przez firmę Telefunken. Schemat blokowy U 893BSE zamieszczono na rysunku 1a. Na wejściu układu umieszczono wzmacniacz z wejściem symetrycznym. Dalej sygnał doprowadzony jest do programowalnego dzielnika wykonanego w technologii ECL. Stopień podziału sygnału wejściowego zależy od stanu wejścia programującego. Połączenie wejścia programującego z masą wprowadza podział sygnału

przez 256. Wejście niepodłączone powoduje ustawienie podziału na 128, a zwarte z plusem zasilania na 64. Za dzielnikiem znajduje się filtr dolnoprzepustowy mający za zadanie wyeliminowanie częstotliwości harmonicznych sygnału wejściowego. Na wyjściu komplementarnym znajduje się układ wtórników emiterowych zapewniających bardzo małą impedancję wyjściową. Układ pobiera 21 mA (max. 25 mA) prądu ze źródła zasilania +5 V. Amplituda napięcia wyjściowego wynosi 0,7 V na każdym z wyjść.



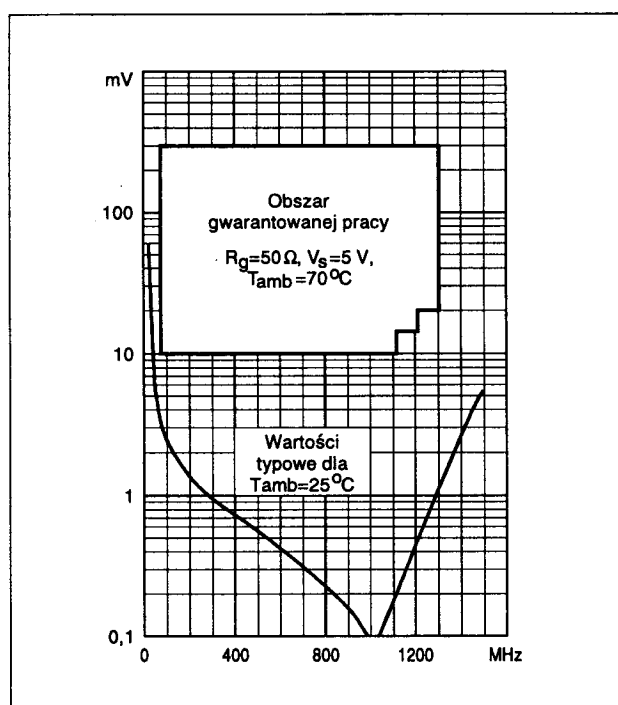
Rys. 1 a) schemat blokowy układu U 893BSE, b) schemat stopnia końcowego

Czułość preskalera jest bardzo wysoka i wynosi dla:

$$\begin{aligned} f_{we} &= 70 \div 1100 \text{ MHz} && - 10 \text{ mV}, \\ f_{we} &= 1100 \div 1200 \text{ MHz} && - 15 \text{ mV}, \\ f_{we} &= 1200 \div 1300 \text{ MHz} && - 20 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Podane powyżej czułości gwarantowane są przez producenta układu. Jednak wartości typowe czułości są dużo większe, o czym można przekonać się analizując wykres czułości w funkcji częstotliwości (rys. 2). Z wykresu widać wyraźnie, że maksimum czułości przypada dla częstotliwości ok. 1 GHz. Właśnie na tej częstotliwości układ będzie się wzbudzał przy braku sygnału na wejściu. Wzbudzenie się preskalerów jest zjawiskiem częstym i nie wpływa na ich prawidłową pracę po doprowadzeniu sygnału do wejścia.

Maksymalna amplituda napięcia wejściowego wynosi 300 mV. Dla większych amplitud tranzystory wzmacniacza wejściowego zaczną się nasycić i układ nie będzie działał prawidłowo.



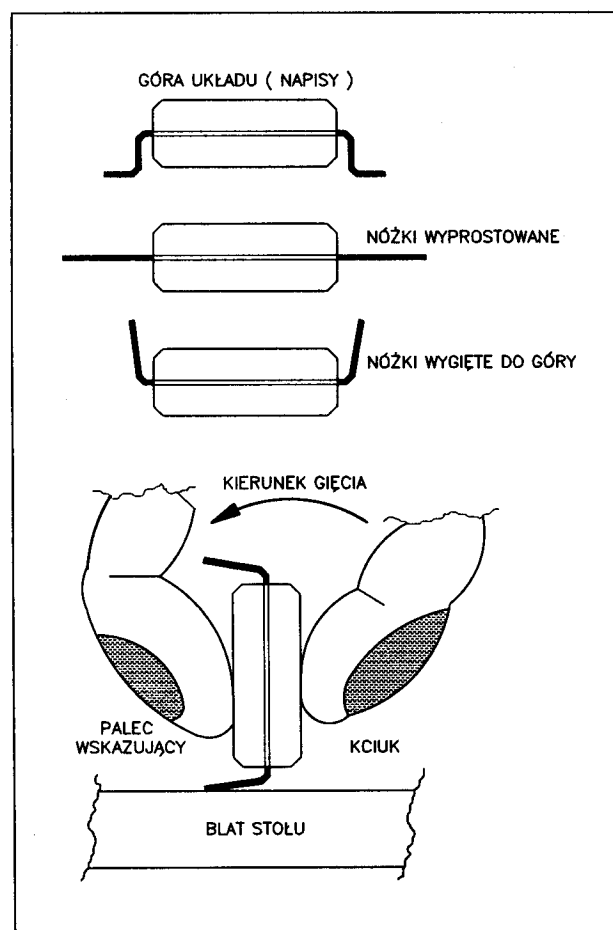
Dolna częstotliwość graniczna gwarantowana przez producenta, przy czułości 10 mV wynosi 70 MHz. Możliwy jest jednak pomiar przebiegów o częstotliwościach mniejszych z zastrzeżeniem, że amplituda sygnału będzie większa (nie przekraczająca jednak 300 mV). Dodatkowym wymogiem jest także dostatecznie mały czas narostu sygnału wejściowego (na poziomie ok. $100 \text{ V}/\mu\text{s}$).

Jak już wspomniano na komplementarnym wyjściu układu otrzymuje się przebiegi w standardzie ECL o amplitudzie $0,6 \div 0,7$ V. Jedno z wyjść układu US1 wyprowadzono na zewnątrz skąd przebiegi można skierować bezpośrednio do wejścia dowolnego częstotściomierza. Do drugiego wyjścia podłączono dodatkowy konwerter poziomów logicznych ECL na TTL. Umożliwia to współpracę urządzenia z wejściem HF mikroprocesorowego częstotściomierza. Wejście to dostosowane jest do sygnałów w standardzie TTL.

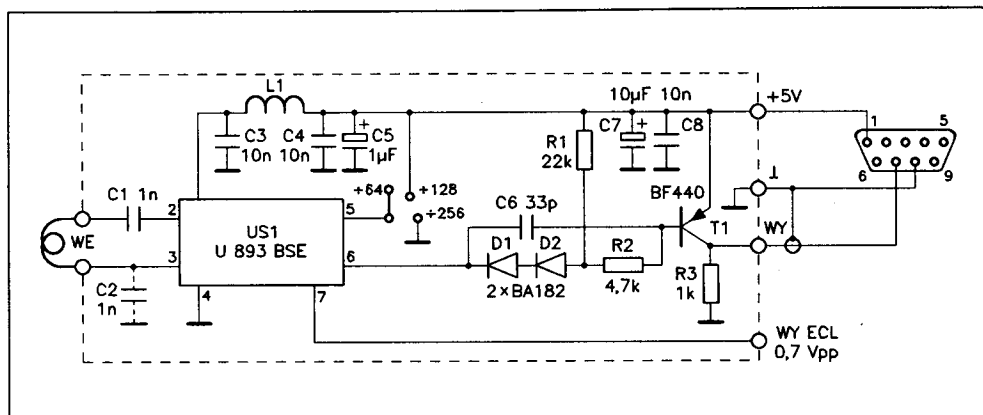
Stopień konwertera poziomów zrealizowano na jednym tranzystorze T1. Diody D1 i D2 spełniają funkcję przesuwania poziomu napięcia wyjściowego. Konwerter poziomów pracuje prawidłowo do częstotliwości ok. 6 MHz, co umożliwia pracę preskalera w pełnym zakresie przy podziale 256.

Układ zasilany jest napięciem stabilizowanym +5 V doprowadzonym za pośrednictwem przewodu z doprowadzonego z częstotściomierza. Przewód zakończony jest wtykiem szufladowym DSUB-9.

Montaż i uruchomienie



**Rys. 4 Kształtowanie końcówek układu U 893 BSE
w obudowie SO 8**

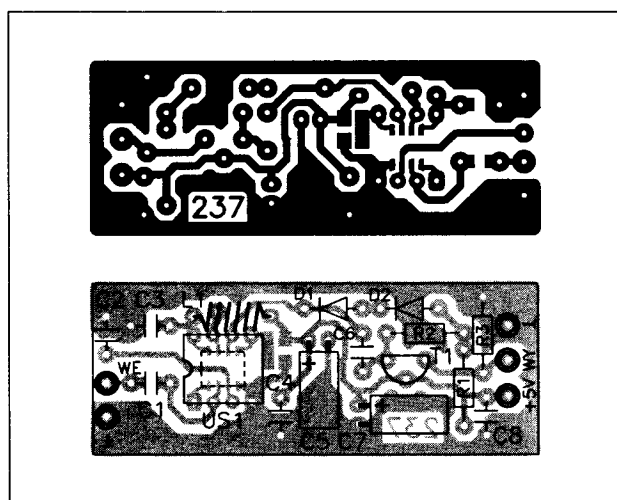


Rys. 3 Schemat ideowy preskalera

Układ zmontowano na niewielkiej płytce drukowanej. Układ ścieżek przewidziano dla montażu pre-skalera U 893BSE w obudowie DIP 8, lub obudowie SO 8 przeznaczonej do montażu powierzchniowego. Układy w obudowach do montażu powierzchniowego montuje się po stronie druku. Wymaga to jednak innego ukształtowania ich końcówek, które powinny zostać

wygięte w drugą stronę w stosunku do ukształtowania fabrycznego. Czynność tę należy wykonać bardzo delikatnie, aby nie ułamać małych i cienkich nóżek. Kolejne etapy tego procesu zamieszczono na rysunku 4. Lutowanie układu powinno odbywać się krótko, dobrze rozgrzaną lutownicą. Trzeba bardzo uważać, aby nie zrobić zwarcia pomiędzy nóżkami. Nie poleca się stosowania lutownic transformatorowych.

Kondensatory C1 i C2 powinny być zamontowane jak najbliżej płytki drukowanej, aby zmniejszyć do minimum indukcyjność doprowadzeń. Dla prawidłowej pracy preskalera przy wyższych częstotliwościach (powyżej 500 MHz) wskazane jest aby zastosować kondensatory C1 i C2 wykonane w obudowach do montażu powierzchniowego, przylutowane po stronie druku.



Rys. 5 Płytki drukowane i rozmieszczenie elementów

Stopień podziału ustawiany jest na stałe, przez zwarcie wejścia programującego (nóżka 5) do masy, lub zasilania, albo pozostawienie go niepodłączonym. Jeżeli preskaler będzie współpracował częstotściomierzem mikroprocesorowym stopień podziału ustawia się na 256, łącząc wejście programujące z masą. Połączenie to wykonuje się na płytce kroplą cyny po stronie druku.

Dławik powietrzny wykonano z drutu o średnicy ϕ 0,3 mm, nawijając 10 zwojów na trzpieniu o średnicy ϕ 3 mm. Wymiary dławika, średnica trzpienia i drutu nie są krytyczne i można je zmieniać w dość szerokich granicach.

Przewód doprowadzający sygnał z wyjścia układu do częstotściomierza powinien być ekranowany, a jego długość nie może przekraczać 1 m.

Preskaler może służyć do pomiaru częstotliwości generacji układów posiadających cewki. Najwygodniej jest wtedy zastosować wejście symetryczne. W takim przypadku nie montuje się kondensatora C2. Do wejścia WE przylutowuje się "pętлкę" z przewodu izolowanego. Drugi koniec "pętłki" wlutowuje się w wolny otwór po kondensatorze C2.

W przypadku pomiarów sygnałów asymetrycznych kondensator C2 powinien zostać zamontowany, a sygnał doprowadza się przewodem ekranowanym do wejścia WE na płytce drukowanej. Ekran przewodu łączy się z masą.

Urządzenie nie wymaga regulacji. Po sprawdzeniu poprawności funkcjonowania preskaler należy umieścić w metalowym pudełku ekranującym, przylutowanym do krawędzi płytki drukowanej.

W częstotściomierzu mikroprocesorowym należy skonfigurować złączkę SW1 na podział przez 256, gdyż wtedy wynik będzie wyświetlany w rzeczywistych wartościach nie wymagających przeliczania, ani przesuwania przecinka.

Wykaz elementów

US1	– U 893BSE
T1	– BF 440 lub dowolny w.cz. pnp
D1, D2	– BA 182 (BAYP 94, 95)
R2	– 1 k Ω /0,125 W
R3	– 4,7 k Ω /0,125 W
R1	– 22 k Ω /0,125 W
C6	– 100 pF/50 V ceramiczny
C1, C2	– 1 nF/50 V ceramiczny
C3, C4, C8	– 10 nF/50 V ceramiczny
C5	– 1 μ F/63 V 04/U
C7	– 10 μ F/25 V 04/U
L1	– dławik powietrzny, opis w tekście
wtyk	– WDB-9 (szufladowy DSUB-9)
płytki drukowane numer 237	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 0,90 zł (9.000 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – cennik patrz strony I÷IV.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Zakłócenia i ich redukcja cz. 8

Szumy własne

Wyeliminowanie wszystkich zakłóceń zewnętrznych nie daje idealnej sytuacji obwodu pozbawionego sygnałów nieporządkanych, wskutek występowania tzw. szu-

mów własnych obwodów i elementów. Szumy można scharakteryzować jako przypadkowe, nieregularne przebiegi elektryczne o trudnej do przewidzenia wartości chwilowej. Rozpatrywać je należy w kategoriach ra-

chunku prawdopodobieństwa, chociaż możliwy jest pomiar ich wartości skutecznej.

Szumy cieplne

Jak pamiętamy z fizyki prąd elektryczny to uporządkowany ruch ładunków elektrycznych występujący pod wpływem pola elektrycznego. W przewodnikach będzie to przemieszczanie się swobodnych elektronów o ładunku ujemnym, a w półprzewodnikach przemieszczanie się elektronów o ładunku ujemnym i odpowiadających im dziur o ładunku dodatnim. W elektrolitach będzie to przemieszczanie się jonów o ładunku dodatnim i ujemnym. Szumy cieplne świadczą o niezupełnym uporządkowaniu tego ruchu. Wynikają z cieplnego pobudzenia nośników prądu (elektronów) absorbujących energię cieplną otoczenia. Ciepło wywołuje dodatkową ruchliwość elektronów co powoduje chwilowe zmiany ilości nośników przepływających przez przekrój przewodnika, a w konsekwencji zmiany chwilowe prądu.

Szumy cieplne nazywane są także szumami rezystancyjnymi, ponieważ występują we wszystkich elementach zawierających rezystancję, a ich wartość skuteczna jest ściśle związana z wielkością rezystancji i temperaturą. Szumów tych nie można wyeliminować. Wartość skuteczną napięcia szumów wytwarzanego przez element o rezystancji R można obliczyć z podanego niżej wzoru.

$$U_{sz} = (4kT\Delta f_e R)^{1/2}$$

gdzie:

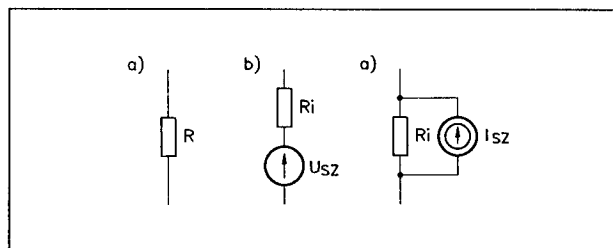
- k – stała Boltzmana ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
- T – temperatura bezwzględna [°K]
- Δf_e – energetyczna szerokość pasma [Hz]
- R – rezystancja [Ω]

Jak widać z tego wzoru wartość skuteczna napięcia szumów nie zależy od prądu płynącego przez element. Wpływ szumów cieplnych będzie więc większy przy małych prądach i napięciach sygnału. Napięcie szumów cieplnych jest proporcjonalne do pierwiastka z energetycznej szerokości pasma i do pierwiastka rezystancji. W celu obniżenia napięcia szumów cieplnych należy zmniejszyć rezystancję i szerokość pasma. Dalsze zmniejszenie szumów cieplnych można uzyskać przez zdecydowane obniżenie temperatury pracy układu (w pobliżu zera bezwzględnego), lub przez zastosowanie wzmacniacza parametrycznego (wzmacniacz ze zmienną reaktancją). Obniżenie temperatury uzyskuje się np. przez zanurzenie układu w ciekłym azocie.

Szumy cieplne rezystora mogą być przedstawione w formie źródła napięciowego włączonego w szereg z idealnym rezystorem (bezzumnym) lub źródła prądowego podłączonego równolegle do rezystora bezzumnego. Oba te rozwiązania przedstawiono na rys. 1.

Prąd źródła szumów będzie określony niżej podanym wzorem:

$$I_{sz} = (4kT\Delta f_e / R)^{1/2}$$



Rys. 1 Reprezentacja szumów rezystora a) rezystor, b) rezystor bezzumowy i źródło napięciowe, c) rezystor bezzumowy i źródło prądowe

Napięcie szumów cieplnych nie zależy od rodzaju materiału z jakiego jest wykonany rezystor, od jego rozmiarów ani budowy. Rzeczywisty rezystor może mieć szumy większe niż wynikające z podanych wzorów lecz nigdy mniejsze. Przyczyną wzrostu napięcia szumów rzeczywistego rezystora są inne źródła szumów.

Źródłem szumów cieplnych mogą być tylko elementy zdolne do tracenia energii. Należą do nich rezystory. Reaktancja nie wytwarza szumów cieplnych. Praktycznie uwzględnienie strat nieidealnych elementów reaktancyjnych w formie rezystancji spowoduje, że właśnie te rezystancje strat staną się źródłami szumów cieplnych.

Szumy cieplne generowane przez dowolnie połączone elementy bierne są równe szumom cieplnym generowanym przez rezystancję odpowiadającą części rzeczywistej impedancji zastępczej obwodu.

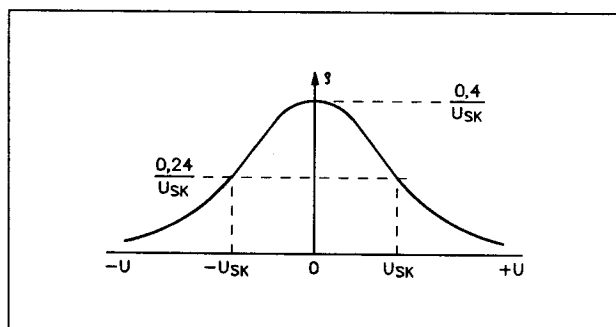
Właściwości szumów cieplnych

Gęstość widmowa mocy (stosunek mocy do pasma) szumów cieplnych jest stała w całym zakresie częstotliwości. Oznacza to np., że moc szumów w paśmie 100 Hz między 100, a 200 Hz będzie równa mocy szumów w paśmie 100 Hz między 1000000, a 1000 100 Hz. Szum o jednakowym rozkładzie mocy w funkcji częstotliwości jest nazywany szumem białym.

Pomimo możliwości w miarę precyzyjnego określenia wartości skutecznej szumów cieplnych, ich wartości chwilowe mogą być określone z pewnym prawdopodobieństwem jako wartości zupełnie przypadkowe. Wartości chwilowe szumów cieplnych układają się zgodnie z tzw. rozkładem normalnym (Gaussowskim). Wartość średnia wynosi 0, a wartość skuteczna jest określona podanym wcześniej wzorem. Na rys. 2 przedstawiono rozkład gęstości prawdopodobieństwa dla szumów cieplnych.

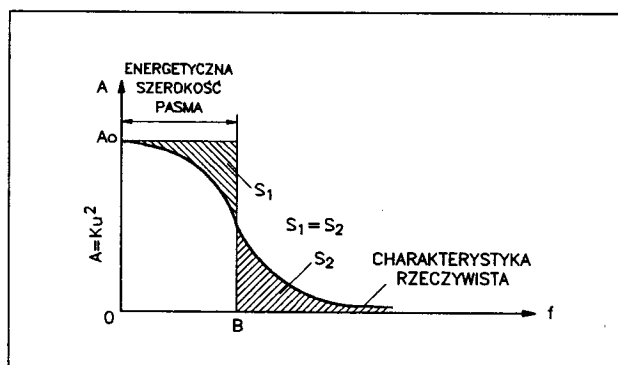
Upraszczając rysunek ten przedstawia prawdopodobieństwo wystąpienia określonych wartości chwilowych napięcia szumów. Wynika z niego, że najbardziej prawdopodobne są wartości chwilowe zbliżone do 0. Najmniej prawdopodobne jest występowanie dużych wartości chwilowych. Krzywa rozkładu prawdopodobieństwa zbliża się do 0 dla dużych wartości chwilowych, zarówno dodatnich jak i ujemnych. Krzywa ta jednak nigdy nie osiąga 0 i dlatego nie można określić granicy chwilowej wartości szumów.

Do scharakteryzowania właściwości przebiegów nieregularnych używa się współczynnika szczytu przebiegu, który jest stosunkiem wartości szczytowej do wartości skutecznej. Dla podanego rozkładu współczynnik ten byłby równy nieskończoności. Praktycznie korzysta się ze współczynnika szczytu obliczonego dla wartości szczytowych występujących w określonym procencie czasu badania przebiegu. Bierze się pod uwagę wartości szczytowe, które pojawiają się przynajmniej w 0,01% czasu i dla szumów cieplnych uzyskuje się wtedy współczynnik szczytu wynoszący około 4.



Rys. 2 Rozkład gęstości prawdopodobieństwa szumów cieplnych

Do obliczenia skutecznej wartości napięcia szumów niezbędna jest znajomość energetycznej szerokości pasma Δf_e . Jest ona prosta do określenia dla układów selektywnych o idealnej charakterystyce przenoszenia zbliżonej do prostokąta, ponieważ szerokość pasma przenoszenia obwodu odpowiada wtedy energetycznej szerokości pasma. Dla rzeczywistych charakterystyk przenoszenia odbiegających znacznie od prostokąta należy znaleźć równoważną energetyczną szerokość pasma, która da wyniki obliczeń takie same jak praktyczny pomiar. Przykład znalezienia równoważnej energetycznej szerokości pasma dla filtru dolnoprzepustowego przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3 Określenie energetycznej szerokości pasma dla filtru dolnoprzepustowego

Dla szumu białego energetyczna szerokość pasma będzie określona prawidłowo, jeśli pole pod krzywą rzeczywistą poza pasmem energetycznym będzie równe polu nad krzywą w zakresie pasma energetycznego.

Rozpatruje się przebieg kwadratu wzmocnienia napięciowego (k_u^2). Dla prostego filtru dolnoprzepustowego RC o nachyleniu charakterystyki 6 dB na oktawę (podwojenie częstotliwości) energetyczna szerokość pasma będzie 1,57 razy większa od 3 dB szerokości pasma napięciowego. Dla takiego obwodu 3 dB szerokość pasma określona jest niżej podanym wzorem.

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

gdzie:

R – rezystancja filtru [Ω]

C – pojemność filtru [Ω]

Przy nachyleniu charakterystyki częstotliwościowej większym od 20 dB na oktawę można stosować 3 dB szerokość pasma z niewielkim błędem.

Szumy śrutowe

Szumy śrutowe powstają wskutek fluktuacji prądu wokół wartości średniej i występują w lampach elektronowych i półprzewodnikach. Źródłem ich jest ziarnista struktura prądu elektrycznego wynikająca z ograniczonego minimalnego ładunku nośników prądu. W lampach elektronowych szumy te powstają przy emisji elektronów z katody i rozplywie prądu między elektrodami (np. między anodą i siatką ekranującą). W półprzewodnikach wywoływane są przez dyfuzję nośników oraz przypadkową generację i rekombinację (łączenie) par elektron – dziura.

Wartość skuteczna prądu szumów śrutowych jest określona poniższym wzorem:

$$I_{sz} = (2qI\Delta f_e)^{1/2}$$

gdzie:

q – ładunek elektronu ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$)

I – wartość średnia prądu stałego [A]

Δf_e – energetyczna szerokość pasma [Hz]

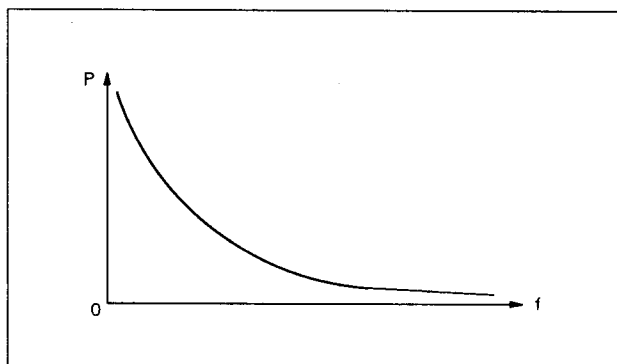
Właściwości szumów śrutowych są podobne do właściwości szumów cieplnych. Gęstość widmowa mocy szumów w funkcji częstotliwości jest stała, a wartość chwilowa ma rozkład gaussowski. Jest to także szum biały.

Prąd szumów śrutowych jest wprost proporcjonalny do pierwiastka prądu stałego przepływającego przez lampę lub półprzewodnik (tranzystor, dioda). Poziom szumów można dokładnie określić przez pomiar prądu płynącego przez jego źródło. Właściwość ta jest wykorzystana do generacji szumów.

Przy pomiarach szumów posiadanie źródła szumów białych o regulowanym poziomie znacznie je upraszcza. Najczęściej stosowanym elementem do generacji szumów białych jest dioda. Jeśli szumy śrutowe są dominującym źródłem szumów w diodzie, to wartość skuteczną prądu szumów można określić przez pomiar prądu stałego płynącego przez diodę. Zmiana prądu stałego pozwala na regulację prądu szumów.

Szumy 1/f

Tego rodzaju szumy występują na połączeniu dwóch przewodników np. styki przełączników, przekazyńników, wyprowadzenia diod i tranzystorów, rezystory kompozycyjne, mikrofony węglowe. Źródłem ich jest niedoskonałość styku między dwoma materiałami, chociaż nie jest to do końca wyjaśnione. Zasadniczą właściwością szumów 1/f jest malenie ich gęstości widmowej ze wzrostem częstotliwości uwidocznione na rys. 4.

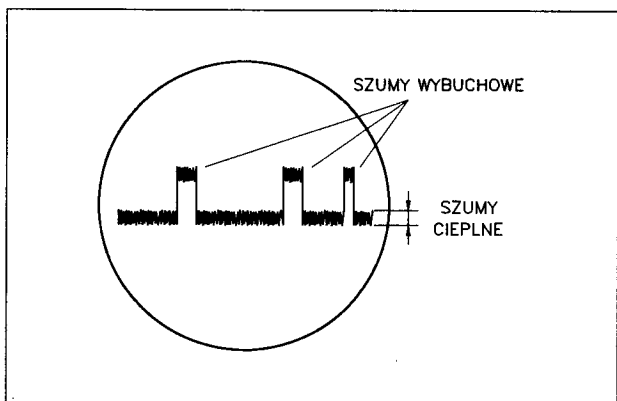


Rys. 4 Rozkład gęstości widmowej szumów 1/f dla filtra dolnoprzepustowego

Szumy 1/f są nazywane różnie w zależności od miejsca w jakim powstają. W rezystorach nazywane są szumami nadmiarowymi, w lampach elektronowych szumami migotania. Bywają nazywane szumami kontaktowymi lub małej częstotliwości.

Wartość skuteczna prądu tych szumów jest wprost proporcjonalna do wartości prądu stałego. Gęstość widmowa mocy jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości, a wartość chwilowa zgodna z rozkładem gaussowskim. Poziom szumów 1/f może być bardzo duży przy małych częstotliwościach dlatego szumy tego rodzaju odgrywają największą rolę w układach małej częstotliwości.

Szumy wybuchowe



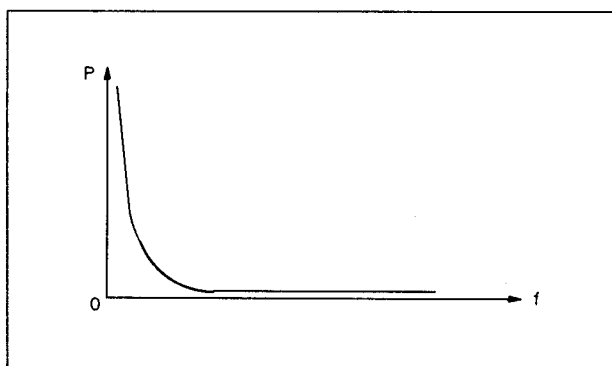
Rys. 5 Przebieg szumów wybuchowych na tle szumów cieplnych

Nazwa ich wynika z efektów akustycznych przypominających trzaski, wybuchy. Powstają w przyrządach półprzewodnikowych wskutek wewnętrznych defektów

struktury powstałych w procesie produkcyjnym. Szumy wybuchowe można zaobserwować przy pomocy oscyloskopu jako impulsy nakładające się na szumy cieplne. Obraz szumów tego rodzaju przedstawiono na rys. 5.

Szerokość impulsów i częstotliwość powtarzania zmieniają się w dużych granicach i mają charakter przypadkowy. Natomiast wartość szczytowa tego rodzaju zakłóceń jest stała i zależy od defektu struktury półprzewodnika.

Przebieg gęstości mocy szumów wybuchowych w funkcji częstotliwości ma najczęściej charakter $1/f^2$ i jest pokazany na rys. 6.



Rys. 6 Rozkład gęstości widmowej szumów $1/f^2$

Ich wpływ uwidacznia się jeszcze wyraźniej w torach wzmacniaczy małej częstotliwości. Sposobem zaradzenia jest wymiana wadliwego elementu i ewentualnie poprawa procesu produkcyjnego (czystości) w fabryce półprzewodników.

Pomiary szumów

Pomiary szumów wykonuje się w celu określenia jakości urządzenia. Szumy stopni wejściowych wpływają na czułość urządzenia np. odbiornika radiowego lub wzmacniacza małej częstotliwości. Inaczej ograniczają minimalny sygnał wejściowy, który da się odróżnić na wyjściu urządzenia od tła szumów. Po wzmocnieniu przenoszone są na wyjście urządzenia ograniczając minimalną wielkość użytkowego sygnału wyjściowego, a więc ograniczając jego dynamikę (rozpiętość między najsilniejszym i najłagodniejszym sygnałem).

Wynikowe pomiary szumów wykonuje się przez pomiar mocy szumów na wyjściu urządzenia. Pomiar mocy szumów może być zastąpiony pomiarem napięcia na znanej rezystancji obciążenia, co pozwala następnie na obliczenie mocy z ogólnie znanych wzorów. Jeśli wymagana jest znajomość poziomu szumów na wejściu, to szumy wyjściowe należy podzielić przez wzmocnienie układu. Miernik szumów powinien spełniać następujące wymagania:

- 1) reagować na moc szumów,
- 2) współczynnik szczytu co najmniej 4,
- 3) pasmo częstotliwości większe 10 razy niż energetyczna szerokość pasma badanego układu.

Najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie miernika wartości skutecznej (prawdziwej) pod warunkiem

spełnienia podanych wyżej wymagań. Powszechnie stosowane woltomierze napięcia zmiennego reagują na wartość średnią mierzonego napięcia, a wyskalowane są w wartości skutecznej dla przebiegu sinusoidalnego. Zmiana kształtu badanego przebiegu powoduje błąd wskazań. Dla przebiegu sinusoidalnego wartość skuteczna jest 1,11 razy większa niż wartość średnia. Wartość skuteczna szumu białego jest 1,25 razy większa od wartości średniej. Po spełnieniu wyżej podanych wymagań odnośnie współczynnika szczytu i szerokości pasma miernik taki może być wykorzystany do pomiaru szumów. Należy pamiętać o konieczności mnożenia wyniku razy 1,13. Pomiaru powinny być wykonywane na dol-

nej połowie skali miernika w celu uzyskania większego współczynnika szczytu.

Do pomiarów szumów białych z powodzeniem może być wykorzystywany oscyloskop. Jego dodatkową zaletą jest obserwacja kształtu badanego przebiegu i możliwość wyeliminowania wpływu innych zakłóceń np. przydźwięku sieci. Wartość skuteczna szumów białych jest w przybliżeniu równa wartości międzyszczytowej podzielonej przez 8. Przy określaniu wartości międzyszczytowej należy pominąć chwilowe impulsy odbiegające od średniego poziomu szumów.

◇ R. K.

Automatyczny wyłącznik domofonu

Wzrastająca przestępczość w naszym kraju, spowodowała że obywatele częściej sięgają po wszelkiego rodzaju zabezpieczenia. W ostatnich latach modne stało się zamykanie klatek schodowych przed intruzami. Do komunikowania się z mieszkańcami służą domofony. Jednak zdarza się, że domofon służy do zabawy. Dowcipne włączenie wywołania o późnej porze, lub podchmielony sąsiad nie trafiający w podwójny szereg klawiszy to główne wady tego pożytecznego urządzenia. Gdy dodamy jeszcze czekającego psa, słyszącego sygnał domofonu... Jeżeli te przykrości spotykają także Ciebie, wykonaj automatyczny wyłącznik domofonu.

Układ automatycznego wyłącznika domofonu, zbudowany został w taki sposób, aby istniejący domofon posiadał wszystkie dotychczasowe funkcje działania. Po włączeniu przełącznika praca domofonu zostanie skrócona do 12 godzin na dobę. Oznacza to, że przez 12 godzin domofon będzie wyłączony.

O momencie wyłączenia decyduje indywidualny posiadacz domofonu. Przytoczę przykład. Po włączeniu przełącznika WŁ2 zostaje uruchomiony układ elektroniczny, włącznikiem WŁ1 należy wyzerować cały układ. Od tego momentu zostaje odliczany czas 12 godzin, potrzebny do przełączenia przełącznika. Przełącznik poprzez swoje styki odcina w obwodzie słuchawki domofonu, połączenie z głośnikiem. Głośnik w słuchawce, w czasie gdy jest ona "odłożona", spełnia rolę głośnika sygnału wywoławczego.

Gdy układ zostanie włączony i wyzerowany o godzinie 8.00 rano, do godziny 20.00 wieczorem domofon będzie działał. Od godz. 20.00 do godziny 8.00 domofon będzie wyłączony.

Opis układu

Układ zbudowany został w oparciu o układ czasowy US1 (CD 4541), licznik binarny US2 (CD 4520), oraz

przerzutnik US3 (CD 4013). Układ czasowy wytwarza przebieg prostokątny o okresie jednej godziny. Z wyjścia tego układu przebieg doprowadzony jest do licznika binarnego, który zlicza do 12. Z wyjść Q3 i Q4 US2, poprzez diody D1 i D2, pobierany jest impuls zerowania licznika. Zerowanie to następuje po zliczeniu 12 cykli. Impuls ten doprowadzony jest także do wejścia zegarowego C przerzutnika US3. Wyjście Q tego przerzutnika wysterowuje bazę tranzystora T2, który załącza przełącznik. Styki przełącznika załączają lub rozłączają obwód głośniczka w słuchawce domofonu.

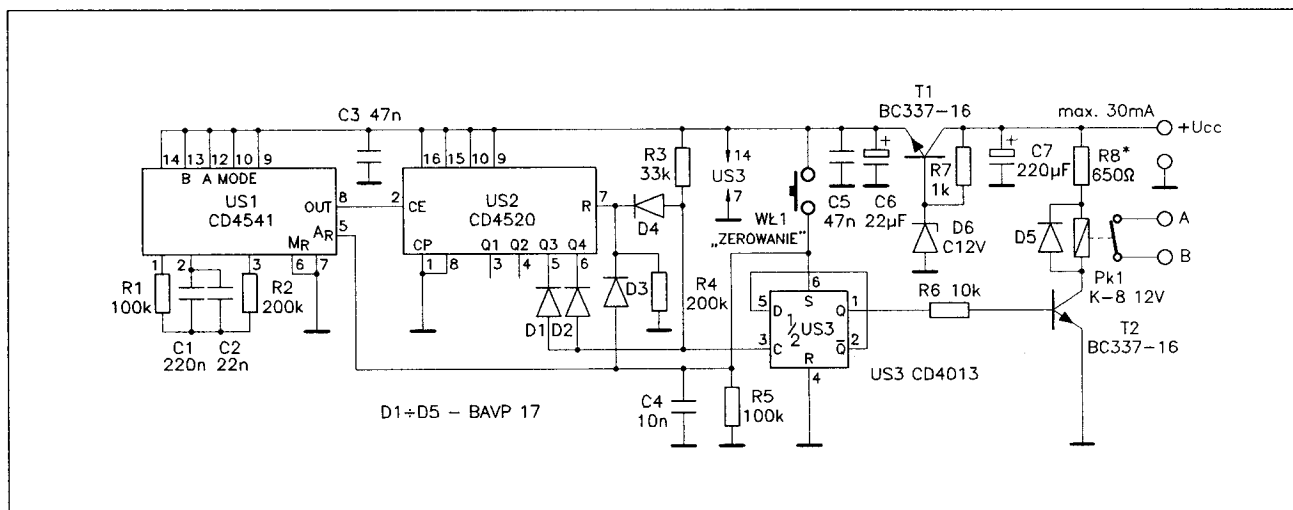
Włącznik WŁ1 służy do wyzerowania całego układu, po włączeniu zasilania, lub w trakcie pracy. Od momentu wyzerowania układ ma załączony przełącznik.

Stabilizator z tranzystorem T1 oraz diodą Zenera D6, dostarczają napięcie +11 V potrzebne do zasilania układów cyfrowych. O wartości napięcia zasilania decyduje dioda Zenera (min 4,7 V). Pobór prądu z zasilacza domofonu, przy załączonym przełączniku, wynosi ok. 30 mA.

W testowanym domofonie napięcie zasilania wynosi +20 V. Zastosowany został przełącznik kontaktronowy K-8 12 V. Rezystor R8 służy do ustalenia odpowiedniego prądu, potrzebnego do wzbudzenia cewki przełącznika. W przypadku gdy domofon posiada zasilanie +12 V, w miejsce R8 montujemy zwórkę. Natomiast dioda Zenera D6 powinna być na niższe napięcie, np: 9 V lub 7,5 V. Gdy napięcie będzie inne (wyższe) niż podane w przykładzie, wartość rezystora możemy obliczyć ze wzoru:

$$R [\Omega] = \frac{U_z [V] - U_{pk} [V] - 0,2 [V]}{I_{pk} [A]}$$

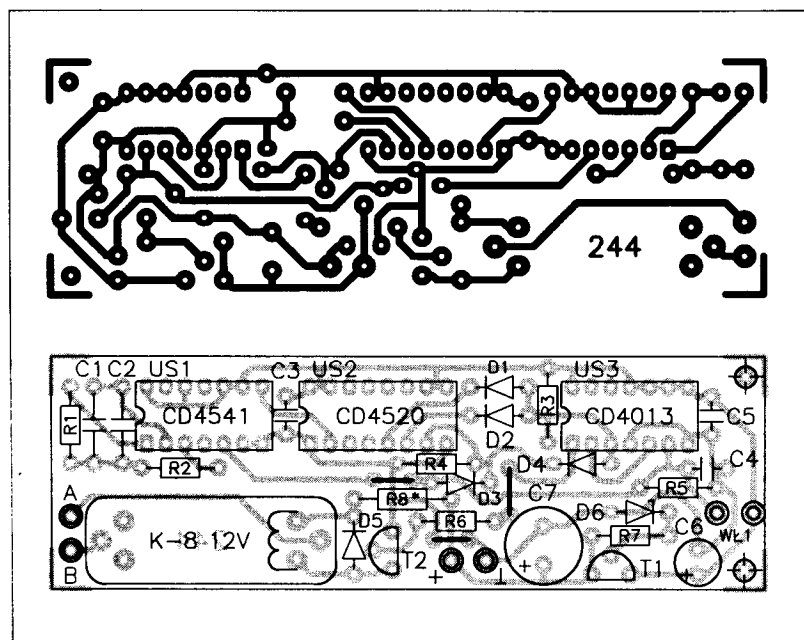
- U_z – napięcie stałe na kondensatorze C7
- U_{pk} – znamionowe napięcie pracy przełącznika
- I_{pk} – prąd znamionowy przełącznika



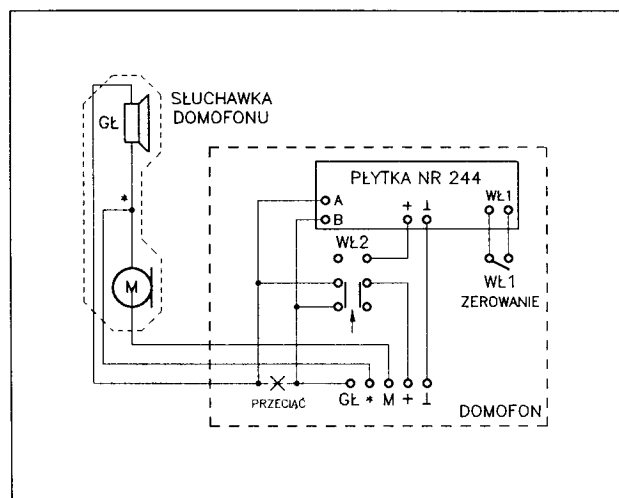
Rys. 1 Schemat ideowy wyłącznika domofonu

Montaż i uruchomienie

Schemat płytki drukowanej, oraz schemat montażowy przedstawia rysunek 2. Przed montażem elementów pamiętaj należy o zamontowaniu zwerek z drutu. Przed uruchomieniem wstępnym, nie montujemy kondensatora C1 układu czasowego US1. Na płytce drukowanej nóżka 13 US1 nie jest przylutowana do zasilania. W uruchomieniu wstępnym nóżkę tą łączymy przewodem z masą. Spowoduje to zmianę stopnia podziału pracy generatora wewnętrznego US1. Zmiany te spowodują szybszą pracę układu czasowego. Pozwoli nam to na sprawniejszą i krótką ocenę prawidłowości działania układu wyłącznika. Wlutujemy kondensator C1 i odlutowujemy nóżkę 13 od masy. Kroplą cyny łączymy to wyprowadzenie z sąsiednim oczkiem (nóżka 14 lub 12 US1).



Rys. 2 Płytkę drukowaną i rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Schemat blokowy połączenia domofonu z układem wyłącznika

Sprawdzamy pracę układu w ciągu 24 godzin. W warunkach laboratoryjnych, styki przełącznika załączają mogą diodę świecącą, lub układ grającej pozytywki. W ten sposób możemy kontrolować poprawną pracę układu.

Zasilanie oraz punkty A i B łączymy z płytką przewodami. Punkty A i B włączone są w przerwany przewód głośnika słuchawki, i połączone równolegle z przełącznikiem WŁ2 (rys. 1). Włącznik WŁ1 i przełącznik WŁ2 także łączymy przewodami. Elementy te powinny być zamontowane mechanicznie (przyklejone lub przykręcone) do obudowy domofonu. Płytkę automatycznego wyłącznika przykręcamy do obudowy domofonu. Schemat blokowy podłączenia układu wyłącznika przedstawia rysunek 3.

Stosowanie większej ilości takich wyłączników w jednej klatce schodowej, może spowodować nadmierne obciążenie zasilacza domofonu. Wynikiem takiego obciążenia może być uszkodzenie zasilacza, lub zakłóce-

nie prawidłowości jego działania. Zalecam indywidualne instalowanie w swoim domofonie, bez zbędnego przechwalania się sąsiadom.

Wykaz elementów

US1	– CD 4541
US2	– CD 4520
US3	– CD 4013
T1, T2	– BC 337-16
D1÷D5	– BAVP17÷21 (1N4148)
D6	– BZP 683 C12 (BZX 79 na napięcie 12 V)
R7	– 1 kΩ/0,125 W
R6	– 10 kΩ/0,125 W
R3	– 33 kΩ/0,125 W
R1, R5	– 100 kΩ/0,125 W
R2, R4	– 200 kΩ/0,125 W

R8*	– patrz opis w tekście
C4	– 10 nF/50 V ceramiczny
C2	– 22 nF/400 V MKSE-018-02
C3, C5	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C6	– 22 μF/25 V 04/U
C7	– 220 μF/25 V 04/U
Pk1	– przekaźnik kontaktronowy typ K-8/12 V

płytki drukowana **numer 244**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,25 zł (12.500 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – cennik patrz strony I÷IV.

◇ Ireneusz Konieczny

Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 3

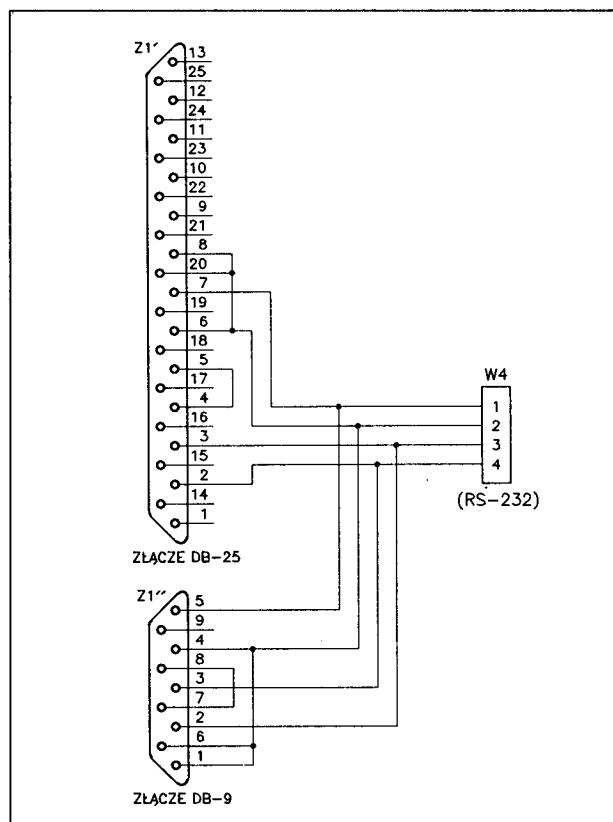
Artykuł nieoczekiwanie rozrósł się do takich rozmiarów, że konieczne okazało się podzielenie całego opisu na cztery części. W tym artykule skupimy się jeszcze na montażu i procesie uruchomienia częstościomierza.

Aby podnieść walory użytkowe przyrządu, autor zdecydował się również na stworzenie programu na komputer PC. Pozwala on na zdalną obsługę częstościomierza, gromadzenie, wstępną obróbkę (np. aproksymacja liniowa wyników pomiarów) oraz wizualizację danych pomiarowych (np. wykres zmian współczynnika wypełnienia sygnału w funkcji czasu). Skrócony opis funkcji spełnianych przez ten program oraz szczegółowy program częstościomierza znajdzie się w czwartej części artykułu.

Do pierwszej części natomiast wkradło się kilka błędów:

- Na schemacie układ US1 oznaczony został jako 80C51 – powinien mieć oznaczenie 80C32. Oznaczenie układu US1 na płytce oraz w wykazie elementów jest poprawne.
- W rzeczywistości inne jest, niż na schemacie ideowym, przyporządkowanie funkcji przełącznika konfiguracyjnego SW1: na schemacie jest kolejno: 1/2, 1/4, 1/8, 1/10, 1/16, 1/100, 1/256 i wybór wyświetl. AUX. Powinno być, kolejno: 1/4, 1/8, 1/10, 1/16, 1/64, 1/100, 1/256 i wybór wyświetl. AUX.
- Na płytce drukowanej mikroprocesora znalazły się dwa błędy. Jeden z nich polega na błędnym poprowadzeniu ścieżki zasilania i masy w okolicach złącza W1, a drugi na odwrotnym połączeniu tranzystora T1 z buzzerem.
- Uległo także niewielkiej zmianie położenie kilku elementów na płytce głównej i czołowej, tak aby elementy te nie kolidowały z elementami na sąsiednich płytkach.

- Na płytce mikroprocesora przygotowano miejsce do montażu kołka dystansowego łączącego płytkę mikroprocesora z płytką wzmacniacza wejściowego.
- Połączenie gniazda RS-232 w konfiguracji typu "modem zerowy" dla dwóch typów gniazd (DB-25 i DB-9) przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1 Połączenie gniazda RS-232 w konfiguracji typu "modem zerowy" z gniazdami DB-25 i DB-9

Zasady prenumeraty

Prenumeratę przyjmujemy począwszy od pierwszego numeru za rok 1996 – po otrzymaniu przez Wydawnictwo ARTKELE kuponu wpłaty. Aby mieć gwarancję, że prenumerata rozpocznie się od pierwszego numeru prosimy dokonać wpłaty odpowiednio wcześniej, tak aby wypełniony kupon dotarł do Wydawnictwa w terminie do 20 grudnia 1995.

Wypełniając kupon należy wpisać:

- kwotę (cyframi i słownie) równą wartości zamawianych numerów czasopisma.
- imię i nazwisko oraz adres (koniecznie z kodem pocztowym) prenumeratora. Prosimy o czytelne wypełnienie kuponu, gdyż pozwoli to uniknąć pomyłek.
- odcinek przekazu "Pokwitowanie dla wpłacającego" prosimy zachować.
- zaprenumerowane egzemplarze czasopisma będą wysyłane na adres wskazany przez zamawiającego na odcinku przekazu "Odcinek dla posiadacza rachunku" w rubryce "Adres wysyłki".
- Wydawnictwo ARTKELE nie ponosi odpowiedzialności za problemy wynikłe z błędnego wypełnienia przekazu.

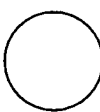
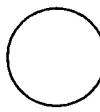
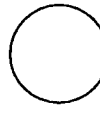
Cena dla prenumeratorów wynosi 2,40 zł (24.000 zł) wraz z kosztami wysyłki za jeden egzemplarz pisma Praktyczny Elektronik do końca 1996 roku.

Jak zapewne Czytelnicy zauważyli armia biurokratów aktywnie szuka sobie zajęcia zmuszając Was do wypełniania czterech odcinków wpłaty. Zapewniamy, że nie jest to nasz wymysł, a tylko konieczność dostosowania się do obowiązujących przepisów.

Na początku listopada uległ zmianie adres redakcji. Odcinki wpłat zamieszczone obok posiadają już nowy adres. Pragniemy uspokoić Czytelników którzy opłacili prenumeratę na starych kuponach. One także dotrą do redakcji.

Na sam koniec ponownie gorąca prośba: piszcie czytelnie i pamiętajcie o umieszczeniu swojego adresu, otrzymaliśmy kilka odcinków bez adresu wpłacającego i bez adresu wysyłki.

◇ Redakcja

Odcinek dla pocztu	Odcinek dla banku	Odcinek dla posiadacza rachunku	Pokwitowanie dla wpłacającego
zł.....	zł.....	zł.....	zł.....
słownie.....	słownie.....	słownie.....	słownie.....
wpłacający.....	wpłacający.....	wpłacający.....	wpłacający.....
dokładny adres na rachunek:	dokładny adres na rachunek:	dokładny adres na rachunek:	dokładny adres na rachunek:
ARTKELE ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra	ARTKELE ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra	ARTKELE ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra	ARTKELE ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra
Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541
			
Oplata zł..... datownik podpis przyjm.	Oplata zł..... datownik podpis przyjm.	Oplata zł..... datownik podpis przyjm.	Oplata zł..... datownik podpis przyjm.

Jako preskaler, można wykorzystać układ opisany w PE 12/93 skonstruowany na układzie SP 8629 (sonda). Pracuje on poprawnie do częstotliwości ok. 200 MHz. Współczynnik podziału wynosi 100. Nie jest potrzebne stosowanie stabilizatora LM 7805 na płytce preskalera, gdyż napięcie +5 V dostępne jest w gnieździe rozszerzeń (W4). Wyjście preskalera dołączamy do sygnału HF (W4). Można oczywiście zastosować inny preskaler – o większej częstotliwości granicznej i innym stopniu podziału, np. SP 4731, SP 4633, SDA 4212, U 664B, SAB 6465. Należy pamiętać, że większość preskalerów ma tendencje do wzbudzania się (ze względu na dużą czułość). Jest to często zaznaczane przez producentów w katalogach. Miernik będzie wówczas wskazywał częstotliwość oscylacji preskalera.

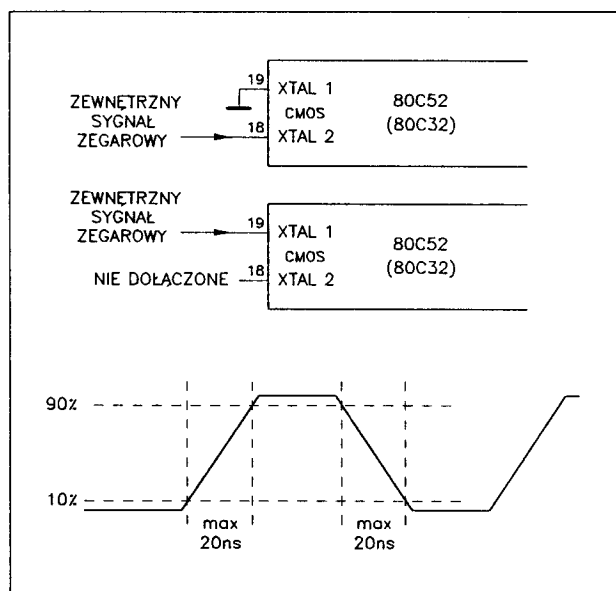
W obecnym numerze PE został zamieszczony opis preskalera o granicznej częstotliwości pracy 1,3 GHz. Układ jest przewidziany do zastosowania w dowolnym częstotściomierzu.

Częstotściomierz umożliwia dokonywanie bardzo dokładnych pomiarów ze stałą precyzją 6-cyfrową, pod warunkiem zastosowania dokładnego wzorca częstotliwości. Jednym z głównych ograniczeń, jest tutaj dokładność rezonatora kwarcowego, którego długoterminowa stabilność częstotliwości z reguły nie przekracza 10^{-6} . Oznacza to, że dewiacja częstotliwości $\Delta f/f \leq 10^{-6}$. Stabilność krótkoterminowa jest z reguły większa. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że faktyczna częstotliwość oscylacji rezonatora kwarcowego, może różnić się od podanej przez producenta nawet o czynnik 10^{-4} . Jednakże, jak wskazuje praktyka, zdarzają się egzemplarze generujące częstotliwości dość znacznie odbiegające od podanych na obudowie. Często nawet niewiele pomaga zmiana pojemności trymera C8 włączonego równolegle w obwód oscylatora. Nie pozostaje nam wówczas nic innego, jak tylko znaleźć odpowiedni egzemplarz. Należy jednakże pamiętać, że nawet najdokładniejsze ustawienie częstotliwości, nie zapewni nam długoterminowej stabilności, lepszej niż 10^{-6} . Czynniki, które wpływają na dewiację częstotliwości jest sporo, począwszy od wpływu temperatury, poprzez zmiany napięcia zasilającego, na starzeniu skończyszy.

Zamawiam prounumertę: PRAKTYCZNY ELEKTRONIK wybrany okres prounumerty zaznaczyć krzyżkiem	Zamawiam prounumertę: PRAKTYCZNY ELEKTRONIK wybrany okres prounumerty zaznaczyć krzyżkiem	Zamawiam prounumertę: PRAKTYCZNY ELEKTRONIK wybrany okres prounumerty zaznaczyć krzyżkiem	Zamawiam prounumertę: PRAKTYCZNY ELEKTRONIK wybrany okres prounumerty zaznaczyć krzyżkiem																
<table border="1"> <tr> <td>I kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>II kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>III kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>IV kwartał 1996r. 7,20 zł</td> </tr> </table>	I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł	<table border="1"> <tr> <td>I kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>II kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>III kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>IV kwartał 1996r. 7,20 zł</td> </tr> </table>	I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł	<table border="1"> <tr> <td>I kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>II kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>III kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>IV kwartał 1996r. 7,20 zł</td> </tr> </table>	I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł	<table border="1"> <tr> <td>I kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>II kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>III kwartał 1996r. 7,20 zł</td> <td>IV kwartał 1996r. 7,20 zł</td> </tr> </table>	I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł
I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł																
I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł																
I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł																
I kwartał 1996r. 7,20 zł	II kwartał 1996r. 7,20 zł	III kwartał 1996r. 7,20 zł	IV kwartał 1996r. 7,20 zł																
Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,40 zł (24,000 zł)																			
ADRES WYSYŁKI:																			
nazwisko (lub firma)																			
ulica/numer domu																			
kod pocztowy																			
miejscowość																			
kupon ważny do 20.12.1995r.																			

Osoby które zdecydują się na podwyższenie precyzji pomiaru, mogą zastosować precyzyjniejszy wzorec częstotliwości.

Od klasycznych rezonatorów, nieco lepsze właściwości, mają temperaturowo kompensowane generatory kwarcowe (TCXO), w których stosuje się układową kompensację temperaturowych zmian częstotliwości drgań. Generatory takie, są produkowane przez wiele firm jako gotowe moduły. Niestalność częstotliwości generatorów termokompensowanych zawiera się w przedziale od 10^{-6} do 10^{-7} dla zmian temperatury od 0°C do 50°C .



Rys. 2 Schemat podłączenia zewnętrznego zegara do mikroprocesorów serii 8032 (8052) i 80C32 (80C52)

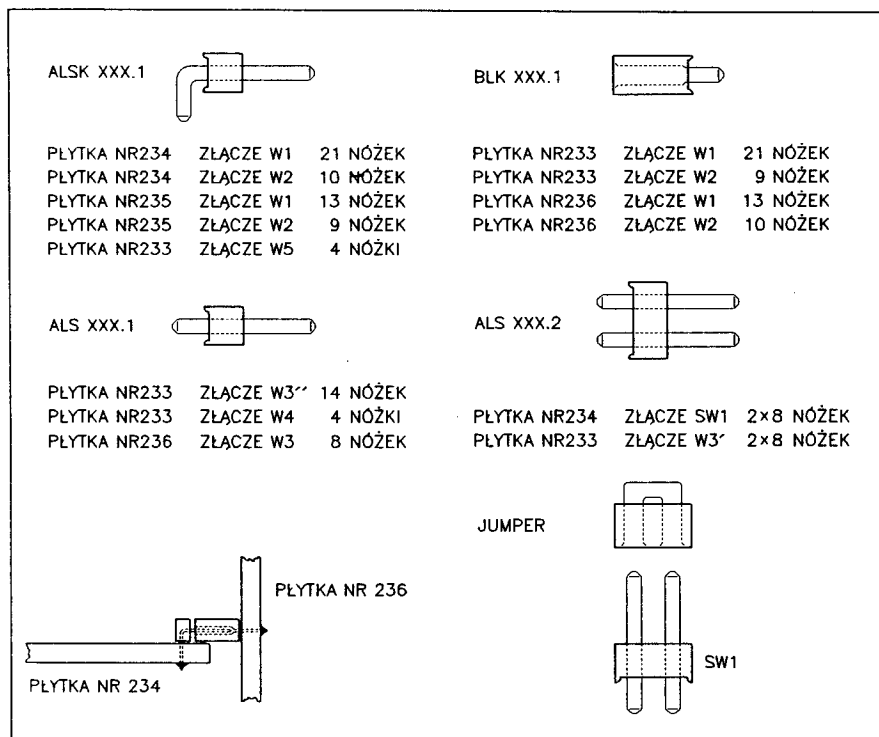
Największą stałość częstotliwości generatora kwarcowego, osiąga się, umieszczając go w termostacie. W tym przypadku używa się rezonatorów, które mają zerowy współczynnik temperaturowy dla pewnej podwyższonej temperatury (od 80°C do 90°C), a parametry termostatu ustala się tak, by utrzymywał tę właśnie temperaturę. Generatory termostатовane wykonywane są w postaci modułów o niewielkich rozmiarach, przeznaczonych do bezpośredniego wmontowania do przyszu. Tutaj osiągana jest stabilność lepsza niż 10^{-10} .

Częstościomierz może być taktowany zewnętrznym sygnałem zegarowym o częstotliwości 12 MHz. Sposób jego doprowadzenia do mikrokontrolera przedstawiono na rys. 2.

Opis montażu

Jak już wcześniej wspomniano, częstościomierz składa się z kilku modułów. Po zmontowaniu, łączy się je razem przy pomocy złączy krawędziowych (powszechnie stosowanych w technice cyfrowej). Wybór rastra $1/10'$, wydaje się być najwłaściwszy ze względu na największe rozpowszechnienie takich właśnie złączy. Na rys. 3. przedstawiono przyporządkowanie poszczególnych typów złączy. Litery XXX przy nazwach symboli oznaczają liczbę nóżek występujących w złączu. Na przykład ASL 021.1 oznacza wtyk jednorzędowy posiadający 21 nóżek. Litera "K" informuje, że wtyk jest wykonany jako kątowy. Zamiast gniazd BLK XX.01 można stosować odpowiednie obcięte podstawki pod układy scalone, które są znacznie tańsze.

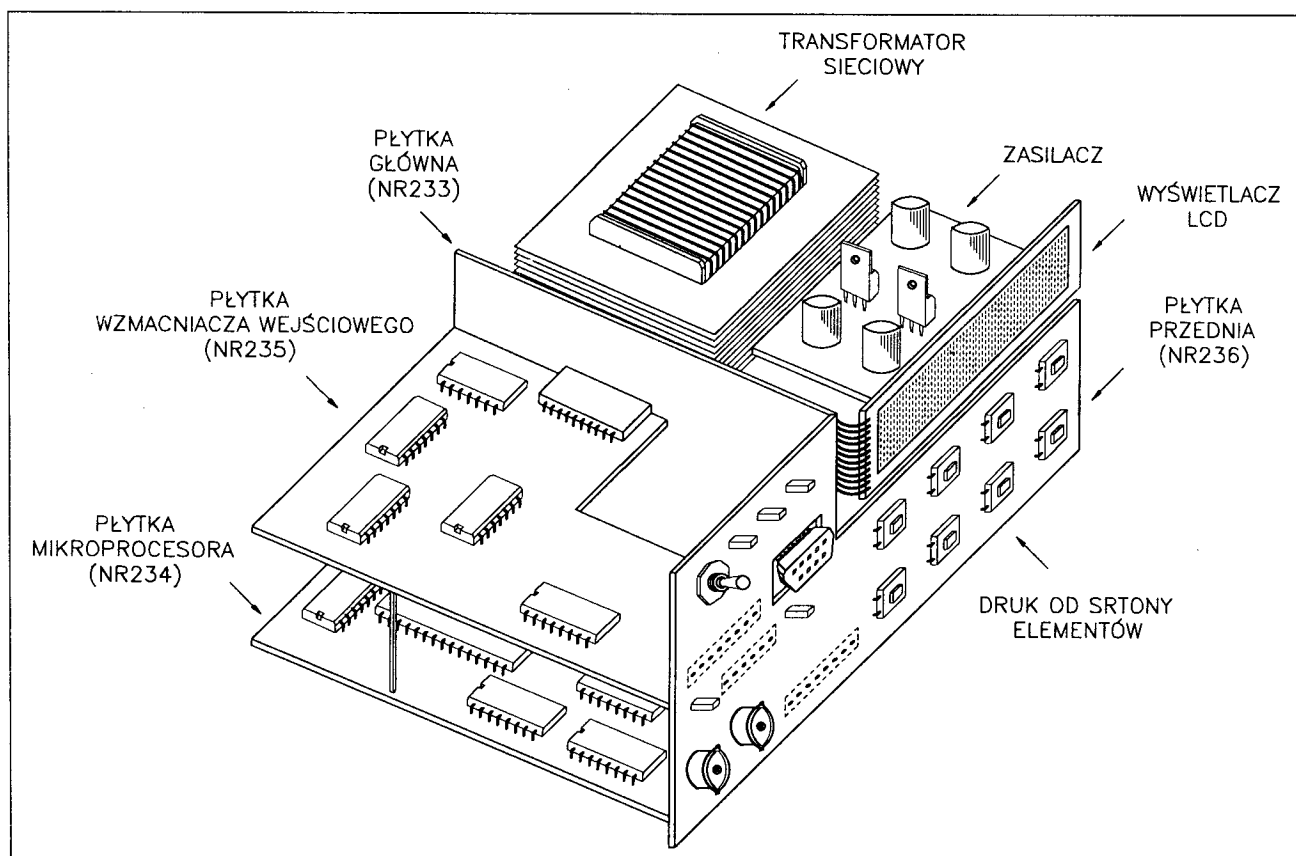
Do połączenia zasilacza z wtykiem W5, oraz połączenia wyświetlacza z jednym z wtyków W3', lub W3" można użyć Nasadki na przewód typu PFL XXX.Y.



Rys. 3 Typy złączy zastosowanych w częstościomierzu

W oznaczeniu litery XXX zawierają informację o liczbie styków, natomiast litera Y informuje o liczbie rzędów. Na przykład oznaczenie PFL 004.1 odnosi się do nasadki jednorzędowej z czterema wyprowadzeniami.

Płytkę przednią zwróconą jest drukiem do przodu. Zatem po stronie druku montowane są tylko gniazda W1 i W2. Pozostałe elementy (rezystory, diody LED, mikroprzełączniki zamontowano po stronie druku. W miejscu oznaczonym jako gniazdo W4 wycina się otwór w którym montuje się gniazdo szufladowe DB-9. Gniazdo to łączy się odcinkami przewodów z wyjściami oznaczonymi na płytce jako W3. Do gniazda W4 będzie można podłączać preskalery, a także przystawki do pomiaru rezystancji, pojemności i indukcyjności, które zostaną opublikowane na łamach PE w najbliższej przyszłości.



Rys. 4 Wygląd zmontowanego częstościomierza

Sposób rozmieszczenia elementów na płycie czołowej, nie został do końca narzucony. Możliwe jest oddzielenie klawiatury od płytki przedniej i umieszczenie jej w bardziej dogodnym miejscu (np. bliżej panelu przedniego). Trochę kłopotu może sprawić przymocowanie wyświetlacza LCD, lecz ze względu na fakt, iż jest on elementem dość delikatnym oraz wrażliwym na ładunki elektrostatyczne, trzeba temu zagadnieniu poświęcić nieco więcej uwagi.

Oczywiście, cała konstrukcja nie będzie mogła trzymać się tylko na złączach. Na płycie wzmacniacza wejściowego i mikroprocesora przewidziano dodatkowo wolne miejsce przeznaczone do zamocowania kołka dystansowego o długości 27 mm łączącego obie płytki. Usztywnia to całą konstrukcję. Płytke mikroprocesora i płytkę przednią należy przymocować do obudowy. Rysunek 4 przedstawia poglądowo układ poszczególnych modułów częstościomierza.

Kilka uwag dotyczących montażu elementów. Dobrą praktyką w montażu układów cyfrowych jest stosowanie podstawek pod wszystkie układy scalone. Jeśli jednak zdecydujemy się, z różnych względów, na wluutowanie układów scalonych bezpośrednio do płytki pod pamięć EPROM (US3), musimy mimo wszystko zastosować podstawkę.

Opis uruchomienia

Jeżeli uporaliśmy się już ze wszystkimi szczegółami technicznymi, sprawdziliśmy czy na płycie nie ma przy-

padkowych zwarc lub błędnych połączeń, możemy przystąpić do procesu uruchamiania.

W pierwszej kolejności podłączamy zasilacz. Kontrolujemy obydwa napięcia zasilające. Jeżeli są one poprawne, uznajemy zasilacz za uruchomiony. Dość ryzykownym, byłoby podłączenie zasilacza bez uprzedniego sprawdzenia poprawności jego działania.

Opis sposobu uruchomienia wzmacniacza został zamieszczony w poprzednim artykule, więc będziemy traktować go jako uruchomiony, poprawnie działający moduł.

Najwięcej uwagi, w dalszym procesie uruchamiania wymaga moduł mikroprocesora. Konieczne będzie przeprowadzenie kontroli działania przerzutnika monostabilnego, skonstruowanego z bramek US9D, US7B oraz C9 i R3. Pobudzenie w postaci krótkiej ujemnej szpilki powinno zostać przedłużone na wyjściu na czas nie dłuższy niż $4\ \mu\text{s}$ i nie krótszy niż $2,5\ \mu\text{s}$. Jest to parametr dość krytyczny. Oczywiście kontrolę faktycznego czasu działania monowibratora należy przeprowadzić przy użyciu oscyloskopu. Jeżeli zmierzony czas jest większy od $4\ \mu\text{s}$, to należy zmniejszyć wartość kondensatora C9 lub rezystora R3; jeżeli natomiast $T < 2,5\ \mu\text{s}$, to zwiększamy wartość C9 lub R3.

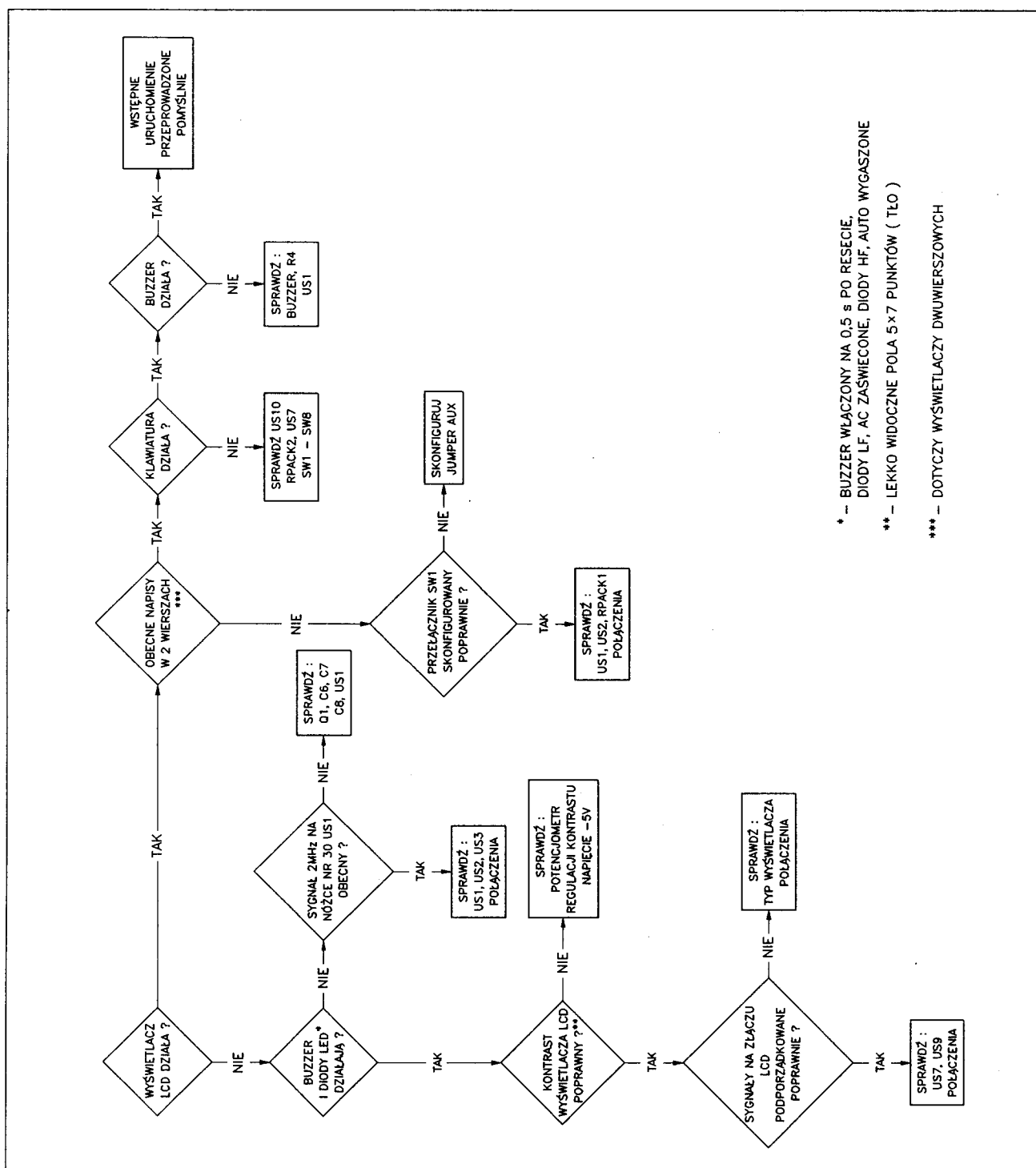
Należy zwrócić uwagę na odpowiednie dopasowanie wejścia licznika synchronicznego US8 do wyjścia multiplexera US3 znajdującego się na płycie wzmacniacza wejściowego. Układy niektórych serii mogą ze sobą nie

współpracować (ze względu na różne poziomy napięć odpowiadające stanom logicznym).

Należy także pamiętać o prawidłowym skonfigurowaniu częstotściomierza (w ostateczności można do tego celu użyć odcinków przewodów wlotowych w odpowiednie wyprowadzenia przełącznika SW1). Pamiętajmy również o sprawdzeniu czy sygnały na złączu wyświetlacza LCD zostały prawidłowo przyporządkowane.

Stwierdzenie poprawności działania programu (a więc również systemu mikroprocesorowego) będzie możliwe po zasileniu częstotściomierza.

Ponieważ opis wszystkich funkcji spełnianych przez urządzenie zostanie zamieszczony w następnym miesiącu, wszelkie informacje z nimi związane ograniczymy do minimum. W tej chwili wystarczy nam informacja o zachowaniu się urządzenia po włączeniu zasilania.



Rys. 5 Algorytm lokalizacji uszkodzeń w częstotściomierzu

Po wyzerowaniu (dołączenie zasilania) zostanie włączony na około 0,5 s sygnał dźwiękowy, a na module wyświetlacza jednowierszowego pojawi się napis:

"ARTKELE (C)T.Kwiatkowski"

Posiadacze wyświetlaczy dwuwierszowych zobaczą napis:

"Częstościomierz v.1.0 "

"ARTKELE (C)T.Kwiatkowski"

Jeszcze jedną oznaką poprawnego działania mikrokontrolera jest domyślne zaświecenie diod LF i AC (przy pozostałych wygaszonych).

Jeżeli nie zaistnieje żaden z w/w efektów, wówczas należy zastanowić się nad przyczyną. Aby ułatwić zadanie mniej doświadczonym elektronikom, na rys. 5 przedstawiono algorytm lokalizacji uszkodzenia.

Jeżeli po przeanalizowaniu algorytmu, nadal mamy problemy z uruchomieniem częstościomierza, proponuję odwołać się do innych metod. Niestety przy konstruowaniu tego typu urządzeń, wymagane jest nieco większe doświadczenie w dziedzinie uruchamiania układów cyfrowych. Jeżeli więc nie potrafimy uporać się z uruchomieniem częstościomierza, rozsądnym rozwiązaniem byłoby poradzenie się osoby bardziej doświadczonej w tym temacie.

Ustawienie częstotliwości można przeprowadzić dwójako – poprzez pomiar częstotliwości wzorca, lub kontrolę wskazań miernika podczas pomiaru generatora wzorcowego.

W pierwszym przypadku konieczne będzie użycie innego, wykalibrowanego miernika częstotliwości (co najmniej o klasę lepszego). Pomiar częstotliwości można dokonać bezpośrednio na wyprowadzeniach generatora (nóżka nr 19 US1) lub na wyprowadzeniu nr 30 US1 (przy wyjętej pamięci EPROM). Trymerem C8, należy ustawić żadaną wartość: 12.0000 MHz dla wyprowadzenia nr 19 lub 2.00000 MHz dla wyprowadzenia nr 30.

W drugim przypadku doprowadzamy na wejście częstościomierza sygnał z generatora wzorcowego i na podstawie jego wskazań, ustawiamy trymer C8. Jeżeli generator wzorcowy charakteryzuje się wysoką stabilnością, to dopuszczalne jest wahanie wskazań na ostatniej pozycji, o nie więcej niż dwie jednostki.

W redakcji PE można zamawiać zaprogramowane pamięci EPROM. Przy zamawianiu prosimy pisać EPROM-MIERNIK. Cena układu z programem wynosi 20,00 zł (200.000 zł) + koszty wysyłki.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Termostatyzowany generator kwarcowy

W ostatnim czasie opublikowaliśmy dwa urządzenia mikroprocesorowe, w których zastosowano kwarcowy wzorzec częstotliwości. Dokładność wskazań zegara, lub częstościomierza, bo o nich tu mowa, zależy wprost od dokładności generatora kwarcowego. Stałość częstotliwości generatora zależy od kilku czynników, z których jednym z najważniejszych jest temperatura. Dlatego też przedstawiamy poniżej opis termostatyzowanego generatora kwarcowego, który może znaleźć zastosowanie także w innych urządzeniach.

Temat stabilności generatorów kwarcowych został już poruszony przez autora artykułu pt. "Mikroprocesorowy miernik częstotliwości". Dlatego też w artykule tym poruszę tylko niektóre kwestie związane ze stabilnością generatorów kwarcowych. Zasadniczym czynnikiem mającym wpływ na stabilność częstotliwości pracy generatora jest temperatura. Jej wpływ można wyeliminować stosując układy kompensacji temperatury generatora, lub umieszczając generator w termostacie, w którym panuje stała temperatura ok. 50°C. Stosunkowo prosty układ stabilizacji temperatury umożliwia uzyskanie stałości na poziomie $\pm 0,2^\circ\text{C}$ w zakresie temperatur zewnętrznych $15 \div 30^\circ\text{C}$. Pozwala to osiągnąć stabilność krótkoterminową na poziomie $10^{-8} \div 10^{-9}/\text{sek}$, a długoterminową na poziomie $10^{-6} \div 10^{-8}/\text{miesiąc}$.

Drugim czynnikiem mającym wpływ na stabilność generatora jest napięcie zasilania. Czynnikiem ten można zmniejszyć stosując stabilizowane napięcie zasilające układ. Ważne jest przy tym, aby źródło napięcia zasilania było także stabilne w funkcji czasu i temperatury. Zadawalające parametry uzyskuje się w przypadku stosowania monolitycznych stabilizatorów serii LM 78XX i 79XX.

Trzecim czynnikiem są zmiany starzeniowe rezonatora kwarcowego. W ciągu pierwszych trzech miesięcy od momentu wyprodukowania rezonatora jego częstotliwość zmienia się w zakresie $1 \div 5$ ppm. W następnych miesiącach zmiany te są już mniejsze. Początkowe zmiany starzeniowe można wyeliminować stosując wstępne starzenie rezonatora, przez wygrzewanie go w temperaturze $85 \div 125^\circ\text{C}$ w ciągu kilku dni.

Czwartym czynnikiem jest stabilność układu generacyjnego, oraz elementów pozwalających na precyzyjne dostrojenie częstotliwości. Dostępne na rynku trymery charakteryzują się niestety bardzo słabą stałością ustawionej pojemności w czasie. Problem trymera można rozwiązać stosując układ generatora w którym dostrajanie częstotliwości odbywa się cewką. Niestety wadą tego układu jest większy stopień komplikacji i większe trudności przy uruchamianiu. Drugim sposobem (niestety też nie najlepszym) jest zastosowanie diody pojemnościowej (warikapu). Dioda ta ze względu na dość duży współczynnik zmian pojemności w funkcji temperatury musi być umieszczona w termostacie.

Opisany poniżej układ generatora termostatywowanego pozwala na osiągnięcie stabilności krótkoterminowej na poziomie $10^{-8}/s$ po 40 minutach od chwili włączenia, a stałości długoterminowej $5 \cdot 10^{-7}/miesiąc$. Daje to wynik lepszy o prawie dwa rzędy wielkości niż zwykły rezonator kwarcowy bez termostatu.

Opis układu

W układzie zastosowano generator Colpittsa T1, w którym rezonator kwarcowy spełnia funkcję indukcyjności. Układ ten jest prosty i pewny w działaniu. Nie wykazuje tendencji do braku wzbudzenia się rezonatora. Ponadto po zmianie pojemności kondensatorów C2 i C3 może pracować z rezonatorami o częstotliwościach pracy z przedziału 500 kHz do 20 MHz.

Jako element dostrojczy zastosowano tu diodę pojemnościową D3. Choć rozwiązanie to nie jest najlepsze pozwala ono wyeliminować wpływ zmian pojemności trymera. Jednakże dysponując bardzo dobrym trymerem, o wysokiej stabilności pojemności w funkcji czasu, diodę D3 można wyeliminować. Pojemność diody D3 jest regulowana napięciem stałym doprowadzanym z potencjometru P1. Źródłem wysokostabilnego napięcia referencyjnego dla warikapu jest skompensowana temperaturowo dioda D4.

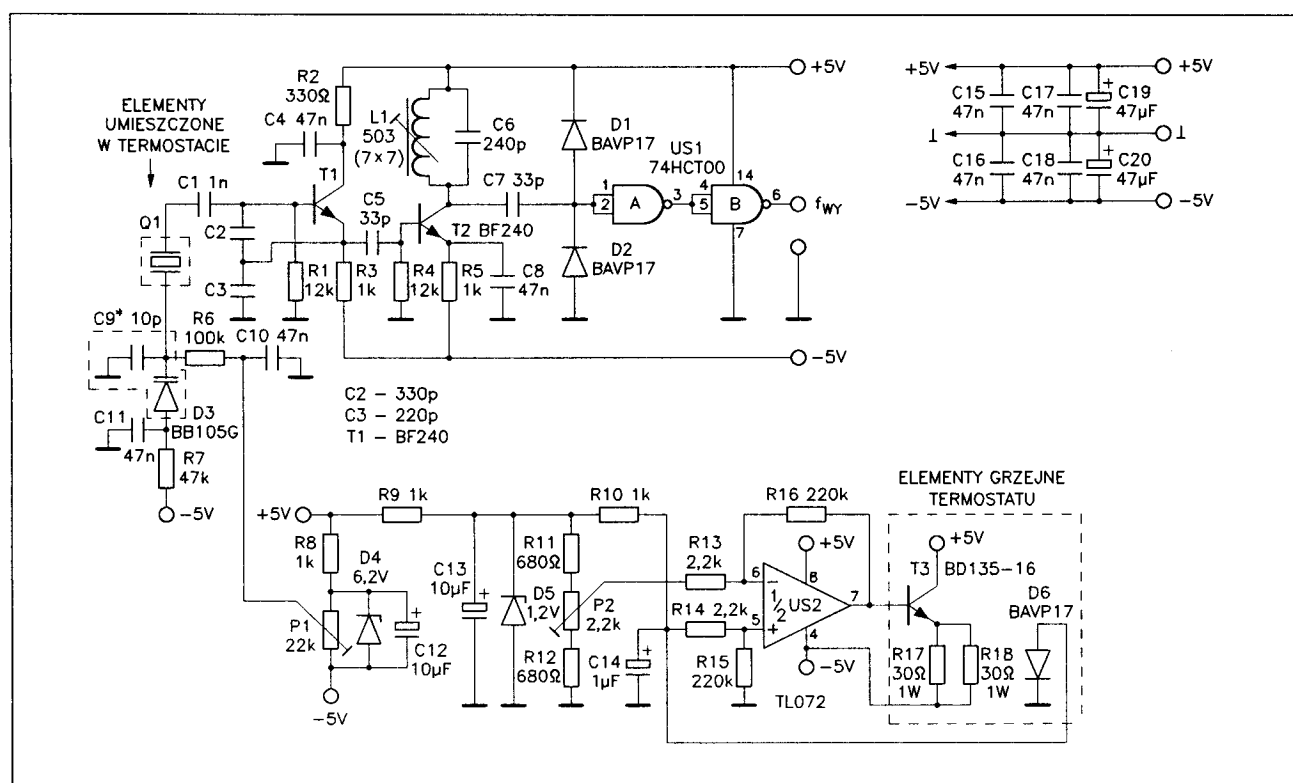
Amplituda napięcia zmiennego na wyjściu generatora wynosi ok. 1,5 Vpp. Jest to stanowczo za mało do wysterowania układów cyfrowych. Z tego też względu sygnał poddany został wzmocnieniu we wzmacniaczu rezonansowym T2. Amplituda na wyjściu wzmacniacza

wynosi ok. 15÷20 Vpp i jest większa niż napięcie zasilania. Jest to zjawisko pożądane, gdyż czasy narostu sygnału ulegają wyraźnemu zmniejszeniu. Obwód rezonansowy jest dostrojony do częstotliwości generatora kwarcowego, w opisywanym układzie 12 MHz. O częstotliwości rezonansowej decyduje indukcyjność cewki L1 i wartość pojemności C6. Pewien wpływ na częstotliwość rezonansową ma także kondensator sprzęgający C7. Przy obliczeniach można go jednak nie uwzględniać, gdyż zakres przestrajania cewki jest dostatecznie duży.

Z wyjścia wzmacniacza sygnał doprowadzony jest do ogranicznika diodowego i układu formowania kształtu impulsów zbudowanego z bramek serii HCT. Na wyjściu układu otrzymuje się znormalizowany przebieg prostokątny, który może być doprowadzony do innych układów cyfrowych serii CMOS 4000, HC, HCT, TTL, TTL-LS.

Drugą częścią urządzenia jest układ stabilizacji temperatury rezonatora Q i diody pojemnościowej D3 w skład którego wchodzi wzmacniacz operacyjny US2, układ grzania T3, R17, R18, dioda D6 pracująca jako element termoczuły, źródło napięcia referencyjnego D5 i element regulacyjny P2.

W układzie wykorzystano zjawisko zmiany spadku napięcia na złączu półprzewodnikowym w funkcji temperatury. Wartość tego czynnika wynosi ok. $-2,3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. W chwili włączenia układu spadek napięcia na diodzie D6 wynosi ok. 620 mV (wartość ta może się różnić nawet o 80 mV dla różnych typów diod, lecz nie ma to praktycznie żadnego znaczenia).



Rys. 1 Schemat ideowy generatora termostatywowanego

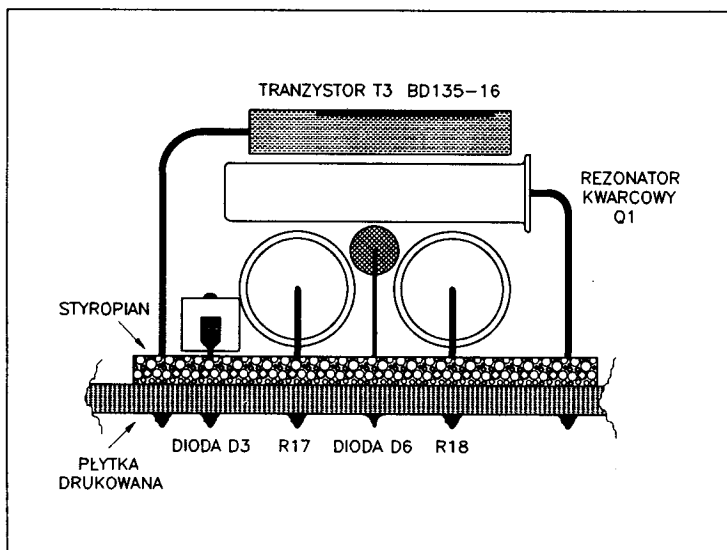
Natomiast napięcie doprowadzone z suwaka potencjometru P2 ma wartość ok. 70 mV mniejszą niż wynosi napięcie na diodzie D6. Stan taki powoduje, że wzmacniacz operacyjny pracujący w układzie wzmacniacza różnicowego o wzmacnieniu 100 V/Vysterowuje tranzystor T3. Powoduje to przepływ prądu przez tranzystor i rezystory R17 i R18. Przepływ prądu powoduje grzanie się tych elementów i wzrost temperatury. W konsekwencji spadek napięcia na diodzie D6, połączonej termicznie z R17, R18 i T3 zaczyna maleć o 2,3 mV/°C. Zmniejsza się zatem różnica napięć na wejściu wzmacniacza różnicowego iysterowanie tranzystora T3 maleje, ograniczając tym samym moc "grzałki". Zjawisko to trwa tak długo, aż temperatura ustabilizuje się na zadanym poziomie. Wartość temperatury ustalonej w termostacie zależy od napięcia doprowadzanego z potencjometru P2 i wielkości strat ciepła.

Do zasilania układu zastosowano stabilizowane napięcie symetryczne ± 5 V.

Montaż i uruchomienie

Wszystkie elementy układu umieszczono na płycie drukowanej.

Dla uzyskania wysokiej stabilności temperatury niezbędne jest jak największe skupienie elementów "grzałki", diody D6, rezonatora i diody D3. Elementy te tworzą na płycie prawdziwy "przekładaniec" (rys. 2). W pierwszej kolejności na płycie drukowanej układu się w obszarze zaznaczonym linią przerywaną niewielki kawałek cienkiego styropianu. Można do tego celu użyć styropian stosowany w ekranach umieszczanych za kaloryferami, stosowany też często jako podkładaka do umieszczania układów CMOS. Trzeba tylko usunąć folię aluminiową, która może spowodować zwarcia. Na styropianie układa się rezystory R17 i R18. Nóżki rezystorów powinny przechodzić przez styropian. Następnie montuje się diodę D3 i D6. Wolne miejsca pomiędzy rezystorami i diodami wypełnia się smarem silikonowym poprawiającym przewodzenie ciepła.



Rys. 2 Montaż elementów termostatu na płycie drukowanej

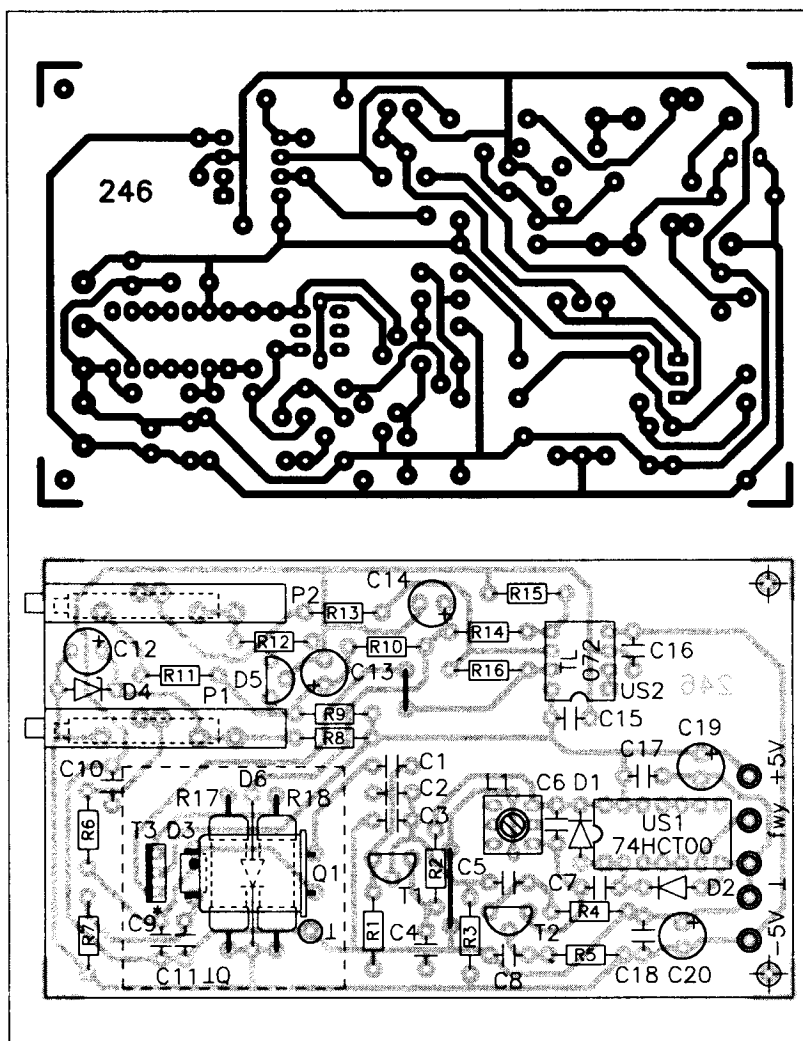
Nad tymi elementami umieszcza się poziomo rezonator kwarcowy. Jeżeli jego nóżki będą zbyt krótkie można przedłużyć je odcinkami jak najcieńszych przewodów (cienkie przewody będą gorzej odprowadzały ciepło). Do obudowy rezonatora przylutować kawałek przewodu, którego drugi koniec przylutowany jest do masy (oczko masy znajduje się u podstawy rezonatora). Górną powierzchnię rezonatora także smaruje się smarem silikonowym. Nad rezonatorem umieszcza się płasko tranzystor T3. Powinien on dobrze dolegać do rezonatora.

Tak przygotowany układ zostanie później zalany żywicą epoksydową, lub w ostateczności klejem DI-STAL. Jednak przed tą czynnością należy przeprowadzić wstępne uruchomienie generatora.

Pierwszą czynnością jest sprawdzenie pracy termostatu. W tym celu należy prowizorycznie obłożyć elementy kawałkami styropianu, tak aby ograniczyć utratę ciepła do minimum. Potencjometr P2 skrócić w prawo do oporu, tak aby napięcie na jego suwaku było jak najwyższe, a następnie włączyć napięcie zasilania. Zmierzyć napięcie stałe na anodzie diody D6 z dokładnością do 1 mV. Bardzo powoli skręcać potencjometr P2 w lewo, przez cały czas mierząc napięcie na diodzie D6. W chwili gdy napięcie na diodzie D6 zacznie zmniejszać się zmiany ustawienia potencjometru powinny stać się jeszcze wolniejsze (ok. 1/8 obrotu na 10 sek). Doprowadzić do sytuacji w której napięcie na diodzie D6 będzie miało wartość o 70 ± 10 mV mniejszą od wartości zmierzonej na wstępie i nie będzie ulegało zmianie. Takie ustawienie napięcia na diodzie D6 odpowiada temperaturze ok. 50°C w termostacie. Należy teraz sprawdzić, czy napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego (nóżka 7) jest z zakresie liniowej pracy wyjścia. Powinno się ono zawierać w przedziale $-3,6 \div +3,6$ V. Jeżeli napięcie wyjściowe jest większe od 3,6 V oznacza to, że "grzałka" pracuje z pełną mocą i nie jest w stanie utrzymać zadanej temperatury. Należy wtedy poprawić prowizoryczne ocieplenie termostatu.

Po wykonaniu powyższych czynności należy uruchomić generator. W trakcie uruchamiania generatora termostat powinien być rozgrzany przez co najmniej 20 min. Potencjometr P1 ustawia się w pozycji środkowej. Do kolektora T2 podłączyć za pośrednictwem sondy 1:10 oscyloskop. Regulując cewką L1 uzyskać największą amplitudę przebiegu (ok. $15 \div 20$ Vpp). Sprawdzić występowanie przebiegu na wyjściu bramek. Kształt przebiegu dla częstotliwości 12 MHz nie będzie idealnym prostokątem, a raczej zniekształconym sinusem z obciętymi wierzchołkami.

Następnie do wyjścia generatora podłączyć wzorcowy częstotliciemierz. Dobierając wartość kondensatora C9 uzyskać częstotliwość pracy ok. $12.000.000 \pm 10$ Hz, dla środkowego położenia suwaka potencjometru P1.



Rys. 3 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Dla osiągnięcia lepszych efektów przed złożeniem układu można wystarzyć rezonator kwarcowy wygrzewając go po kilka godzin dziennie w piekarniku kucharki w temperaturze ok. 100°C.

Wykaz elementów

US1	– 74HCT00
US2	– TL 072
T1, T2	– BF 240
T3	– BD 135 (BD 137, 139)
D1, D2	– BA 182 (BAYP 94, 95)
D3	– BB 105G
D4	– LM 336 5,0 V, lub inna skompensowana temperaturowo na napięcie stabilizacji 5÷8 V
D5	– LM 385BZ 1,2 V (ICL 8069) skompensowana temperaturowo
D6	– BAVP 17÷21 (1N4148)
R17, R18	– 30 Ω/1 W
R2	– 330 Ω/0,125 W
R11, R12	– 680 Ω/0,125 W
R3, R5, R8÷R10	– 1 kΩ/0,125 W
R13, R14	– 2,2 kΩ/0,125 W
R1, R4	– 12 kΩ/0,125 W
R7	– 47 kΩ/0,125 W

R6	– 100 kΩ/0,125 W
R15, R16	– 220 kΩ/0,125 W
P2	– 2,2 kΩ CT-32 dziesięcioobrotowy
P1	– 22 kΩ CT-32 dziesięcioobrotowy
C9*	– 10 pF/50 V ceramiczny, opis w tekście
C5, C7	– 33 pF/50 V ceramiczny
C3	– 220 pF/50 V ceramiczny
C6	– 240 pF/50 V ceramiczny
C2	– 330 pF/50 V ceramiczny
C1	– 1 nF/50 V ceramiczny
C4, C8, C10,	
C11, C15÷C18	– 47 nF/50 V ceramiczny
C14	– 1 μF/63 V 04/U
C12, C13	– 10 μF/25 V 04/U
C19, C20	– 47 μF/25 V 04/U
L1	– cewka 7×7 503
Q1	– rezonator kwarcowy 12.000.000 MHz

płytką drukowaną numer 246

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 2,28 zł (22.800 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – cennik patrz strony I÷IV.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Sprawdzić, czy zmiana ustawienia potencjometru P1 powoduje zmianę częstotliwości wyjściowej.

Jeżeli wszystkie próby wypadły pomyślnie. Można przystąpić do zalania termostatu żywicą epoksydową. Z cienkiego styropianu ukształtować "pudełko" bez dna, o wymiarach prostokąta narysowanego linią przerywaną na płytce drukowanej i wysokości o ok. 1 cm większej niż wysokość elementów termostatu. "Pudełko" nasunąć na elementy termostatu. Krawędzie uszczelnić małą ilością plasteliny. Całość zalać żywicą epoksydową, podgrzaną do temp. ok. 40°C (żywica jest wtedy rzadsza i lepiej wpłynie w wszystkie wolne przestrzenie). Na wierzch płynnej żywicy położyć "pokrywkę" wykonaną ze styropianu. Zostawić całość na 24 godziny do wyschnięcia.

Po utwardzeniu żywicy przeprowadzić ponownie regulację. Wartość częstotliwości wyjściowej ustawić na 12.000.000 MHz z maksymalną dokładnością na jaką pozwala częstotłomierz wzorcowy. Korekcję częstotliwości przeprowadzać w godzinę po ustaleniu się temperatury termostatu. Po miesiącu czasu sprawdzić czy ustawiona wartość częstotliwości jest taka sama jak na początku, ewentualne zmiany należy skorygować.

Zasilacz $\pm 6 \div 20$ V/1,5 A, +5 V/2 A, z woltomierzem i amperomierzem 3 i 1/2 cyfry

Temat zasilacza laboratoryjnego można uznać za temat dyżurny. Wielokrotne publikacje różnych rozwiązań zasilaczy i tak nie są w stanie zadowolić Czytelników. Problem ten powtarza się w wielu listach i rozmowach telefonicznych. Można z nich wyciągnąć żartobliwy wniosek dotyczący parametrów zasilacza laboratoryjnego, który powinien dostarczać napięcie od 0 V do 100 V, a prąd powinien wynosić coś około 400 A, "wie Pan żeby można było zapalić busa, bo idzie zima, a akumulator słaby". Tętnienia napięcia wyjściowego powinny być: "bardzo małe, a jeszcze lepiej mniejsze od zera". Niestety nasza konstrukcja nie spełnia tych wygórowanych wymagań, ale za to ma wiele innych zalet o których mowa poniżej.

Przystępując do prac nad zasilaczem zadałem sobie podstawowe pytanie: Nad czym się skupić, co potraktować jako rzecz najważniejszą, a co jako drugorzędną? Po, proszę mi wierzyć, dość długich przemyśleniach doszedłem do wniosku, że najważniejsza jest prosta i funkcjonalna konstrukcja. Na drugim miejscu postawiłem sobie utrzymanie kosztów na rozsądnym poziomie.

Często spotykane artykuły zawierające opis zasilaczy ograniczają się do lepszego lub gorszego układu scalonego i projektu płytki drukowanej. Bardziej rozbudowane opisy zawierają jeszcze schemat podłączenia woltomierza i amperomierza. Po zebraniu wszystkich płytek drukowanych, przełączników, potencjometrów, wyświetlaczy, transformatora, radiatora okazuje się, że wszystko to nie chce się zmieścić w obudowie jaką dysponujemy, a ponadto do połączenia potrzeba kilkadziesiąt przewodów.

Proponowany zasilacz mieści się na trzech płytkach drukowanych połączonych ze sobą. Na czwartej małej płytce znajduje się woltomierz. Wszystkie elementy dopasowano do typowej, ogólnie dostępnej obudowy. W układzie zastosowano też typowy transformator sieciowy i popularny radiator jednostronnie żebrowany.

Układ elektroniczny zasilacza jest prosty i łatwy w uruchamianiu, natomiast montaż mechaniczny został opisany bardzo dokładnie i zilustrowany rysunkami. Dlatego też polecam budowę tego zasilacza nawet początkującym elektronikom.

Opis układu

Na rysunku 1 zamieszczono schemat ideowy fragmentu zasilacza. Schemat został podzielony na części odpowiadające położeniu elementów na płytkach drukowanych. Pierwszy schemat obejmuje płytki tylną i środkową. Do zasilania wszystkich układów wykorzystano jeden transformator TS 90/16 o mocy 90 W, w którym dokonano jednej przeróbki. Odwinięte zostały uzwojenia 16 V/0,2 A i 39/0,02 A. W ich miejsce nawinięto uzwojenie 8 V/2 A.

Dwa uzwojenia 19,8 V/2 A dostarczają napięcie zmiennych do zasilacza regulowanego $\pm 6 \div 20$ V (nazywanego dalej zasilaczem 20 V). Jako stabilizatory napięcia zastosowano tu popularne i tanie układy LM 7805 US1 i LM 7905 US2. Pracują one w klasycznym rozwiązaniu stabilizatora o regulowanym napięciu wyjściowym. Regulacji dokonuje się poprzez zmianę napięcia doprowadzonego do baz tranzystorów T1 i T2. Stabilizator napięcia ujemnego jest wstępnie obciążony rezystorem R1, co jest wymagane dla jego prawidłowego startu, po włączeniu napięcia zasilającego. Masa dla zasilacza +20 V i -20 V jest wspólna.

W zasilaczu nieregulowanym zastosowano stabilizator LM 78S05, o zwiększonej do 2 A wydajności prądowej. Może on być z powodzeniem zastąpiony układem LM 7805, o maksymalnym prądzie wyjściowym 1,5 A. Masa zasilacza +5 V oddzielona jest od masy zasilacza ± 20 V. Masy obu tych zasilaczy można ze sobą połączyć, jeżeli w trakcie pracy zachodzi konieczność. Nie wolno natomiast łączyć szeregowo zasilacza ± 20 V z zasilaczem +5 V, gdyż grozi to w niektórych wypadkach uszkodzeniem stabilizatora US1.

Na płytce środkowej znajdują się rezystory bocznikowe R3, R8, R11, o wartości 0,1 Ω na których odkłada się spadek napięcia proporcjonalny do wartości prądu pobieranego z zasilacza. Równolegle do każdego z rezystorów podłączono potencjometr i rezystor (P1, R2; P6, R9; P7, R10). Potencjometry umożliwiają dokładne ustawienie wskazań amperomierza dla każdego z zasilaczy. Napięcia z układów pomiaru prądu doprowadzono do układu przełączników (wyjścia I +20 V, I -20 V, I +5 V).

Oprócz układów pomiaru prądu na płytce środkowej umieszczono potencjometry pozwalające na ustawienie zakresów zmian napięcia. Dla zasilacza +20 V są to potencjometry P2 i P3, natomiast dla zasilacza -20 V potencjometry P4 i P5.

Na płytce środkowej znajduje się także pomocniczy zasilacz dostarczający trzech napięć stabilizowanych do układu woltomierza i amperomierza. Napięcie U_{DISP} służy do zasilania wyświetlacza LED, a napięcia +5 V MI i -5 V MI zasilają układ scalony ICL 7107. Rozdzielenie zasilania wyświetlacza LED i układu ICL 7107 podyktowane zostało koniecznością wyeliminowania zakłóceń przenikających przez zasilanie, które w inny sposób jest bardzo ciężko wyeliminować. Masa zasilacza pomocniczego jest odseparowana od masy zasilaczy głównych.

Na płytce przedniej (rys. 2) umieszczono zespół trzech przełączników przeznaczonych do wyboru funkcji woltomierza i amperomierza. Przełącznik WŁ1 umożliwia przełączanie pomiędzy zasilaczami +20 V i -20 V. Przełącznik WŁ2 pozwala na wybór pomiaru napięcia, lub prądu wyjściowego zasilaczy 20 V. Natomiast przełącznik WŁ3 wybiera pomiar parametrów zasilaczy

20 V, lub prądu zasilacza +5 V. Przełącznik WŁ3 jest nadrzędny w stosunku do WŁ1 i WŁ2, tzn. włączenie pomiaru prądu +5 V odbywa się bez względu na ustawienie przełączników WŁ1 i WŁ2. Rezystory R13 i R12 tworzą dzielnik napięcia wyjściowego zasilacza o stopniu podziału ok. 1:100.

Na płytce przedniej umieszczono także zaciski wyjściowe wszystkich zasilaczy, kondensatory blokujące C23÷C28 i diody zabezpieczające stabilizatory przed odwrotną polaryzacją napięcia D6÷D8. Z płytką tą połączone są także potencjometry regulacji napięcia wyjściowego P8 dla napięć dodatnich i P9 dla napięć ujemnych.

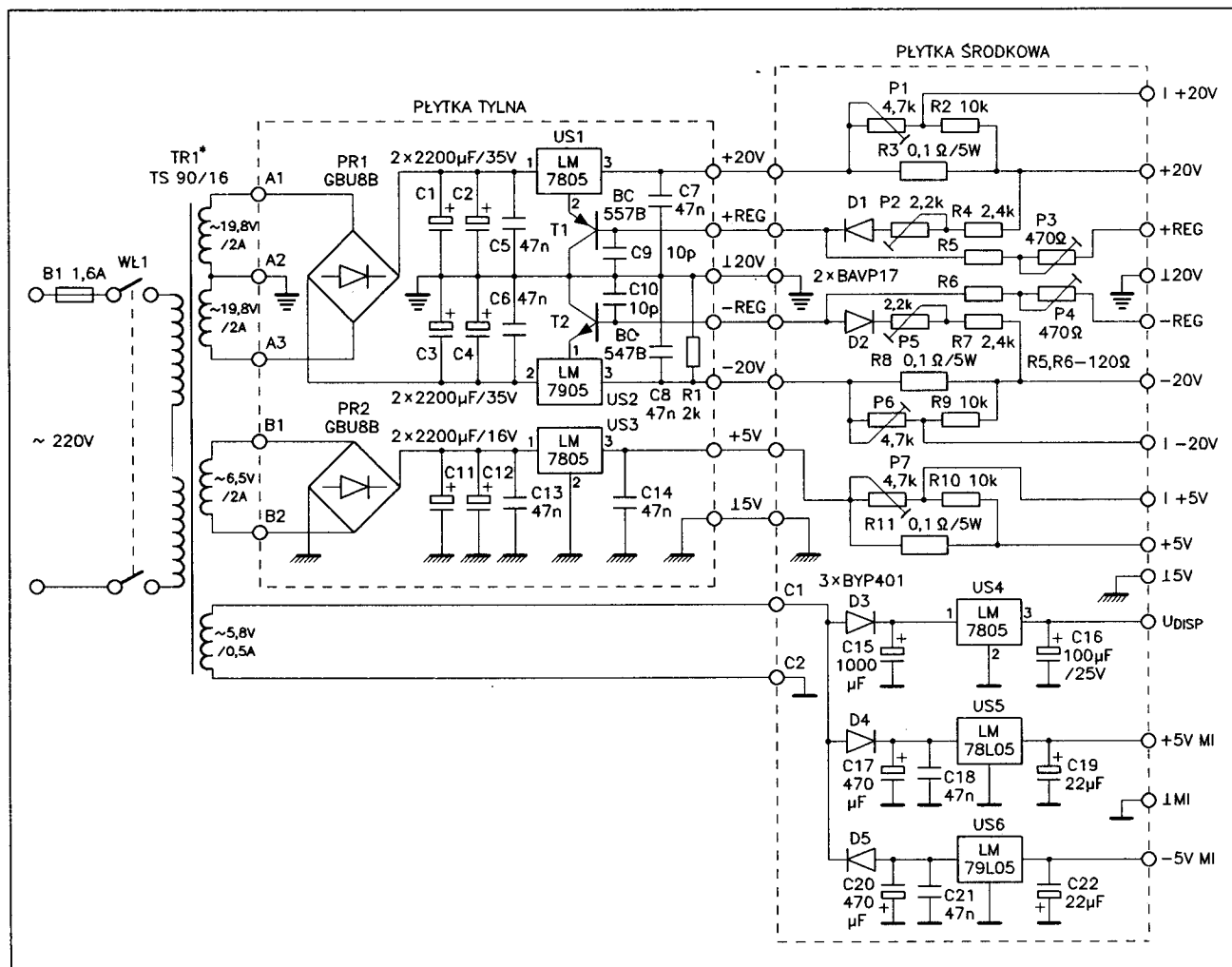
Także na płytce przedniej umieszczono wyświetlacz LED. Chcąc uprościć konstrukcję układu pomiarowego na polu wyświetlacza kropka dziesiętna przy pomiarze napięcia została zapalona na stałe. Woltomierz mierzy napięcia w zakresie 0,00÷19,99 V. Natomiast amperomierz umożliwia pomiar prądów w zakresie 0÷1999 mA (trzeba tylko pamiętać aby przy pomiarze prądu nie sugerować się świecącą kropką dziesiętną).

Ostatnią płytką jest układ miernika ICL 7107. Rozwiązanie tego modułu jest klasyczne. Jako źródło na-

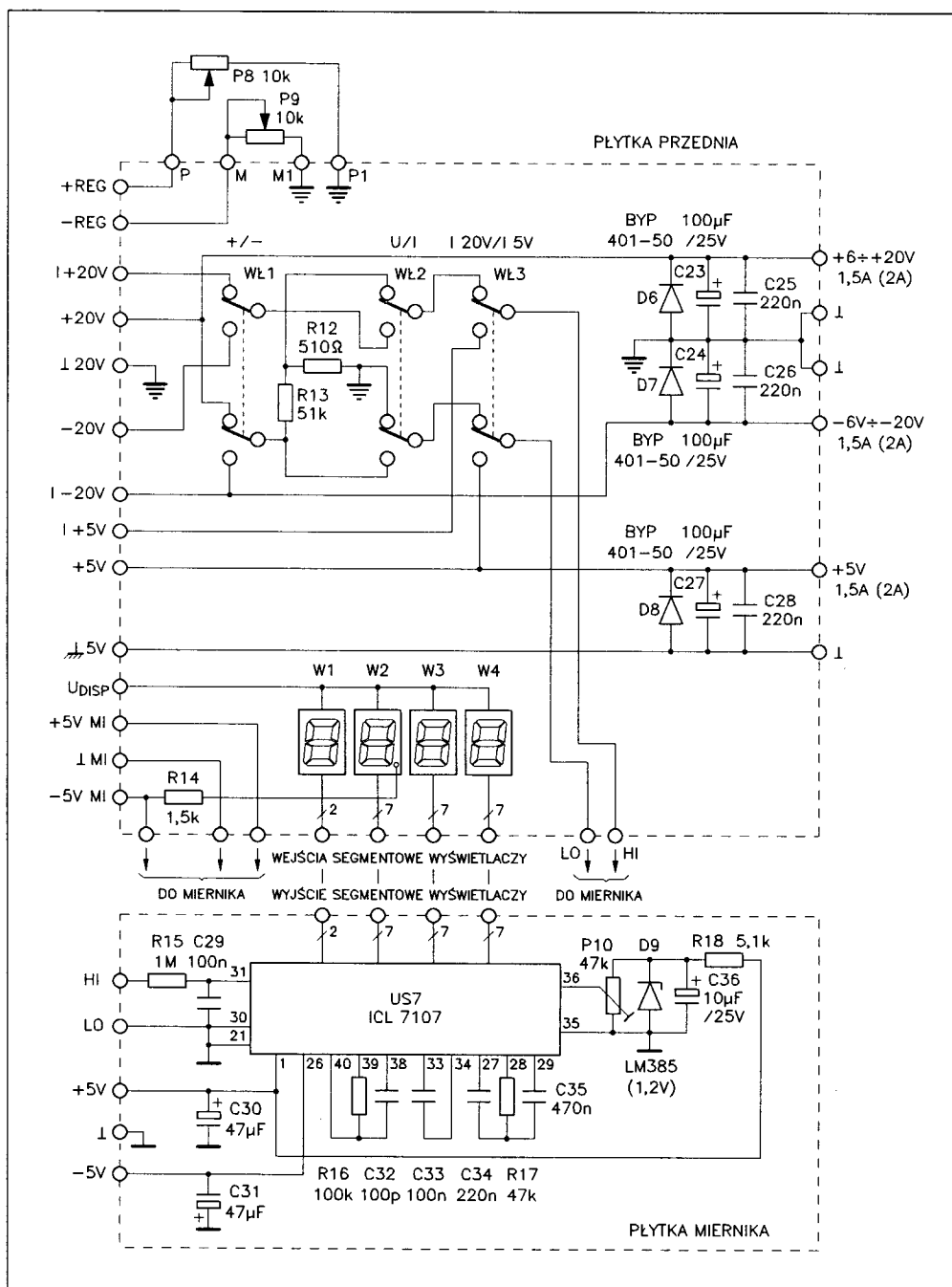
pięcia odniesienia zastosowano w nim skompensowaną temperaturowo diodę D9 (1,2 V). W przypadku trudności z nabyciem takiej diody można zastosować dwie szeregowo połączone diody krzemowe (np. BAVP 17÷21, 1N4148) włączone w kierunku przewodzenia (katoda do masy). Należy się jednak wtedy liczyć z pogorszeniem dokładności pomiaru. Kalibrację woltomierza dokonuje się potencjometrem P10.

Montaż i uruchomienie

Montaż całego urządzenia wymaga przestrzegania podanej poniżej kolejności. Uprości to pracę i pozwoli na uniknięcie błędów. Pierwszą czynnością, jest sprawdzenie czy płytki drukowane nie mają większych wymiarów niż te które zamieszczono na rysunku 3. Jeżeli wymiary są nieco większe (wynika to z procesu technologicznego produkcji płytek) konieczne trzeba je dociąć, lub spiłować pilnikiem. Zbyt szerokie płytki nie zmieszczą się bowiem w obudowie. Następnie w płytce tylnej wycina się lewy górny narożnik, gdyż w tym miejscu będzie przechodził słupek obudowy. Kolejną czynnością będzie wycięcie z płytki środkowej małej płytki miernika.



Rys. 1 Schemat ideowy płytki tylnej i środkowej zasilacza



Rys. 2 Schemat ideowy płytki przedniej i miernika

Potencjometry P8 i P9, mogą być przykręcone do płytki przedniej jeżeli posiadają długie wałki ok. 30 mm mierzac od korpusu, natomiast dla wałków krótszych od 25 mm potencjometry te przykręcone są bezpośrednio do płyty czołowej. W tym drugim przypadku w płytce przedniej należy wyciąć fragment zaznaczony linią przerywaną.

W płytce przedniej rozwierca się otwory pod mocowanie potencjometrów P8 i P9, otwór pod tulejkę dystansową (umieszczony pomiędzy potencjometrami), oraz otwory pod zaciski laboratoryjne. Średnica tych ostatnich powinna być taka, aby w otworach mieściły się końcówki zacisków, które zostaną później przylutowane do płytki. Wskazane jest także rozwiercenie otworów A1, A2, A3, B1, B2, C1, C2 w które będą wlutowane przewody doprowadzające napięcia zmienne z transformatora.

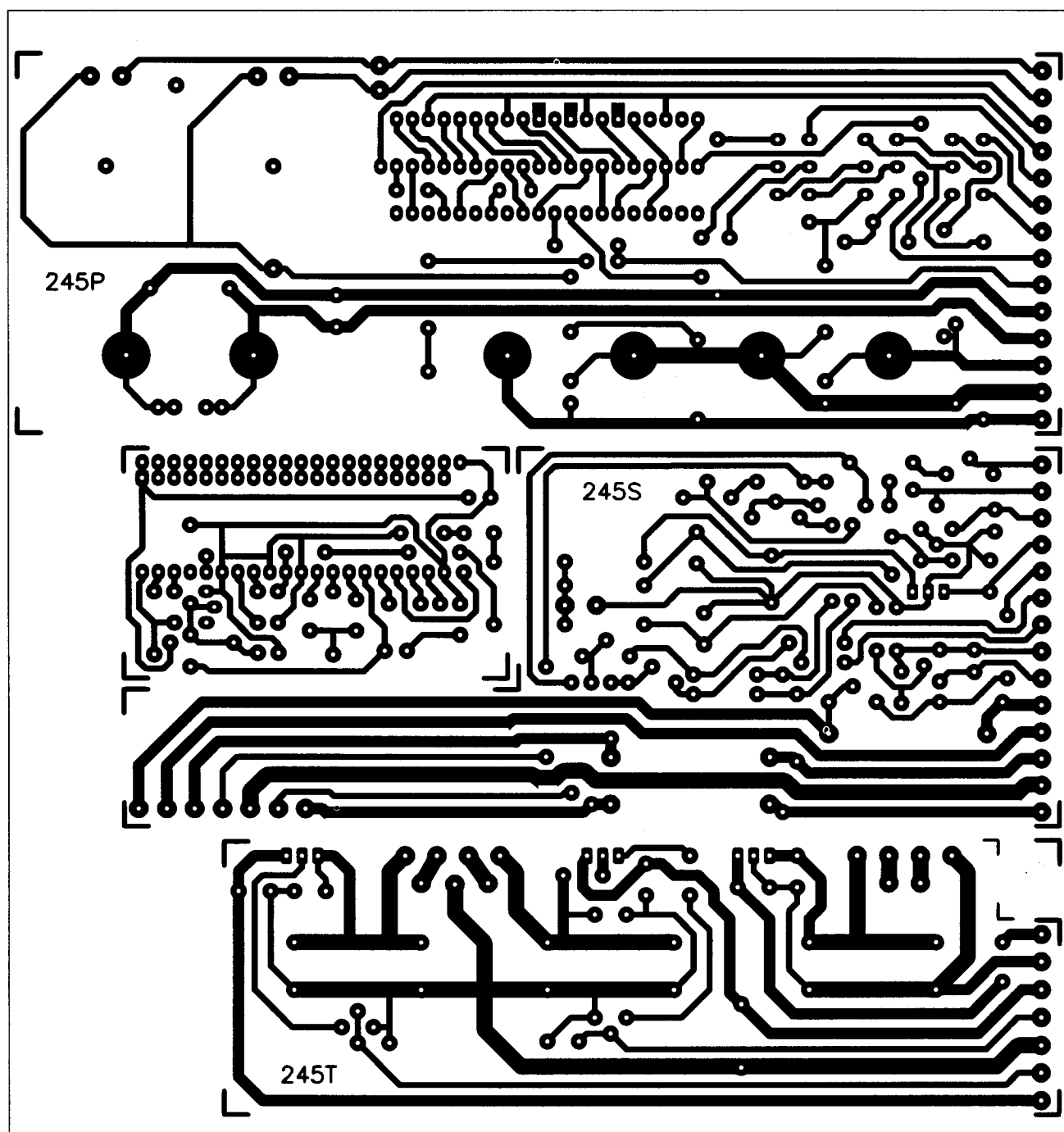
Obudowa plastikowa w której mieści się zasilacz ma następujące wymiary: szerokość 190 mm, wysokość 70 mm, głębokość 197 mm (celowo nie podajemy typu, gdyż ta sama obudowa nosi różne oznaczenia w różnych sklepach). Typ obudowy można rozpo-

znać na podstawie płyty czołowej, którą zamieszczono na rysunku 5a w skali 1:1. Na rysunku tym zaznaczono wszystkie otwory które należy wywiercić w płycie czołowej. Średnice wiertel dobiera się odpowiednio do posiadanych podzespołów. Należy zwrócić uwagę, że otwory pod wałki potencjometrów P8 i P9 powinny być większe od średnicy wałka, tak aby zapewnić wystarczający luz pomiędzy wałkiem, a płytą czołową. W płycie należy też wyciąć piłą włósnicową (laubzegą) prostokątny otwór pod wyświetlacz.

W tylnej płycie obudowy (rys. 5b) wierce się cztery otwory ϕ 3,2 mm przeznaczone do mocowania radiatora, oraz otwór pod włącznik sieciowy i otwór pod gniazdo bezpiecznikowe. Dodatkowo w dolnej części płyty należy wykonać prostokątne wycięcia przeznaczone do przeprowadzenia nóżek układów US1÷US2 i prostowników PR1 i PR2.

Położenie wszystkich otworów na płycie czołowej i tylnej obudowy najlepiej jest przenieść bezpośrednio z rysunków 5a i 5b, które wydrukowane są w skali 1:1. Płytę czołową narysowano w rzucie od przodu urządzenia, natomiast tylną w rzucie od środka urządzenia.

Radiator jednostronnie żebrowany (szerokość 165 mm, wysokość 75 mm, wysokość żeber 30 mm) powinien zostać zwężony do szerokości 155 mm, przez obcięcie 1 żebra.



Rys. 3 Płytki drukowane

W radiatorze wiercimy cztery otwory mocujące ϕ 3,2 mm, i pięć otworów do mocowania stabilizatorów i prostowników ϕ 3,2 mm. Położenie otworów w radiatorze zaznaczono na rysunku 5b. Przy trasowaniu otworów w radiatorze powinien on być umieszczony względem płyty tylnej tak jak pokazano to na rysunku 5b.

Kolejnym etapem jest przylutowanie do ścieżek drukowanych (po stronie druku), na całej ich długości, przewodu odizolowanego ϕ 0,8 mm (np. srebrzanka). Dotyczy to ścieżek zasilaczy głównych ± 20 V i $+5$ V ($+20$ V, -20 V, "masa" 20 V, $+5$ V, "masa" 5 V.

Ścieżki te na płytkach tylnej, środkowej i przedniej są wyraźnie grubsze od pozostałych. Ma to na celu zwiększenie przekroju i zminimalizowanie spadków napięcia na ścieżkach przy przepływie dużego prądu. Jeżeli zrezygnujemy z tej czynności spadki napięcia na ścieżkach mogą wynosić nawet do 200 mV.

Pozostało jeszcze przygotowanie transformatora sieciowego, z którego należy odwinąć uzwojenia 39 V/0,02 A i 16 V/0,2 A. Odwijanie wykonuje się bez rozbierania rdzenia. Podczas tej czynności należy zachować szczególną ostrożność, aby nie uszkodzić folii izolacyjnej.

Dokończenie w następnym numerze.

Miernik zniekształceń nieliniowych

"Słowo zostało napisane" w poprzednim numerze i już przedstawiamy propozycję wykonania miernika zniekształceń nieliniowych. Pomimo stosunkowo prostego rozwiązania umożliwia pomiar zniekształceń nieliniowych mniejszych od 0,1%.

Parametry miernika

Zakresy częstotliwości	20–200 Hz 200–2000 Hz 2000–20000 Hz
Pasma harmoniczných	20 Hz–100 kHz
Zakresy napięć wejściowych	0,5 V, 5 V, 50 V
Maksymalne napięcie wejściowe	50 V
Rezystancja wejściowa	100 kΩ
Zakresy zniekształceń	100%, 10%, 1%
Zasilanie	±12 V

Zniekształcenia nieliniowe i ich pomiar

Zniekształcenia nieliniowe zwane również harmonicznymi są ujemną cechą układów analogowych. Powstają one wskutek nieliniowości elementów aktywnych (tranzystory, układy scalone, lampy elektronowe). Dzięki stosowaniu ujemnych sprzężeń zwrotnych uzyskuje się linearyzację nieliniowych charakterystyk elementów w dość szerokim zakresie sygnału. Przekroczenie tego zakresu powoduje zniekształcanie sygnału wyjściowego objawiające się zmianą jego kształtu. W skrajnym przypadku przesterowania układu np. wzmacniacza następuje tzw. ograniczanie sygnału. Przy wejściowym sygnale sinusoidalnym sygnał wyjściowy będzie zbliżony do prostokątnego. Zniekształcenie kształtu sygnału powoduje pojawienie się na wyjściu układu składowych o częstotliwościach jakich nie było na jego wejściu. W przypadku sygnałów akustycznych oznacza to pogorszenie wierności odtwarzanej audycji.

Przy sterowaniu układu sygnałem sinusoidalnym, zniekształcenia nieliniowe objawiają się na jego wyjściu w postaci sygnałów o częstotliwościach harmoniczných tzn. będących całkowitymi wielokrotnościami częstotliwości sygnału wejściowego. Składowa sygnału wyjściowego o częstotliwości sygnału wejściowego (f) nazywana jest pierwszą harmoniczną lub harmoniczną podstawową. Składowe o częstotliwościach $2f$, $3f$, $4f$, $5f$ itd. nazywane są wyższymi harmonicznymi.

Wielkością charakteryzującą zniekształcenia nieliniowe jest współczynnik zniekształceń nieliniowych. Określany jest jako stosunek wartości skutecznej wyższych harmoniczných do wartości skutecznej harmonicznę podstawowej i wyrażany w %.

$$H = 100\% \frac{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)^{1/2}}{U_1}$$

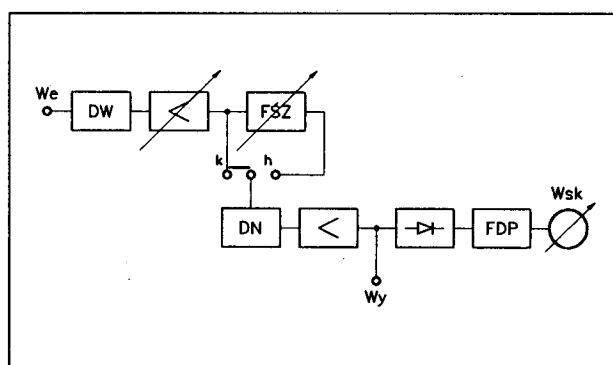
Wartość skuteczna sygnału składającego się z sygnałów harmoniczných jest równa pierwiastkowi z sumy

kwadratów wartości skutecznych poszczególnych składowych. Tak wyrażony współczynnik zniekształceń nieliniowych można obliczyć po zmierzeniu wartości skutecznych poszczególnych harmoniczných przy pomocy tzw. analizatora harmoniczných, który jest woltomierzem selektywnym tzn. mierzącym sygnały o określonych częstotliwościach. Zabieg ten jest kłopotliwy do wykonania gdyż wymaga żmudnych pomiarów poszczególnych składowych, a następnie obliczeń. Nie zostają uwzględnione zależności fazowe.

Bezpośrednią wartość zniekształceń nieliniowych pozwala uzyskać miernik zniekształceń nieliniowych mierzący nieco inną wielkość niż podana w powyższym wzorze. Mianowicie miernik zniekształceń nieliniowych mierzy sumę wartości skutecznych wyższych harmoniczných w odniesieniu do sumy wszystkich harmoniczných wraz z harmoniczną podstawową. Wielkość ta jest także wyrażona w %.

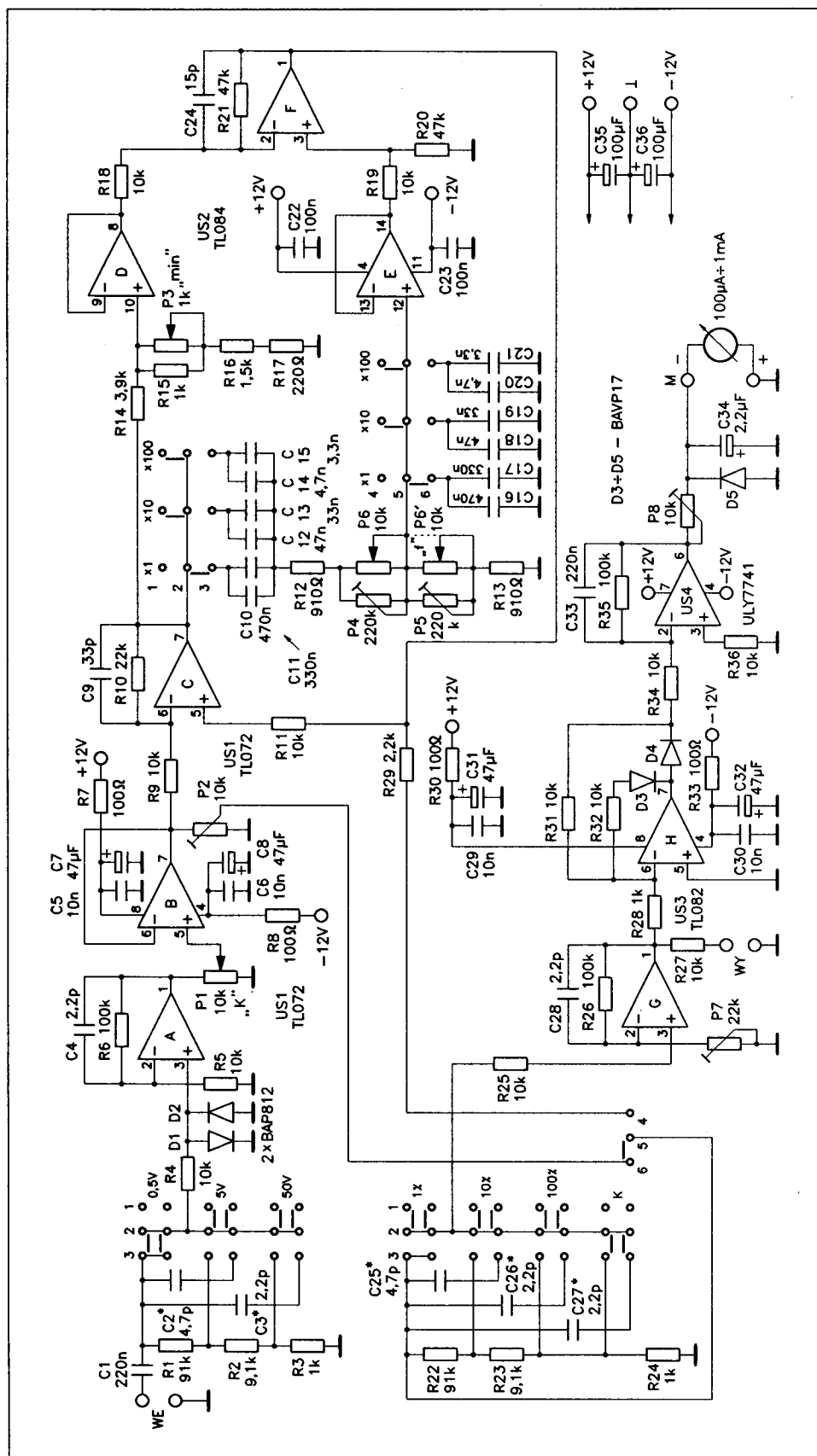
$$h = 100\% \cdot \frac{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)^{1/2}}{(U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)^{1/2}}$$

Jak łatwo zauważyć wartość obliczona przy pomocy drugiego wzoru będzie bardziej zbliżona do wartości obliczonej w/g pierwszego wzoru przy małych zniekształceniach tzn. przy małej zawartości wyższych harmoniczných. Modyfikacja wzoru upraszcza realizację techniczną miernika, który może być wykonany zgodnie ze schematem blokowym podanym na rys. 1.



Rys. 1 Schemat blokowy miernika zniekształceń nieliniowych

Sygnał wejściowy jest podawany do dzielnika wejściowego DW i dalej do wzmacniacza wejściowego o regulowanym wzmacnieniu. Z wyjścia wzmacniacza sygnał za pośrednictwem przełącznika podawany jest do woltomierza szerokopasmowego składającego się z dzielnika napięciowego DN, wzmacniacza, prostownika, filtra dolnoprzepustowego FDP i wskaźnika wychyłowego. Przy przełączniku w pozycji k wskaźnik wskazuje poziom wszystkich harmoniczných wraz z harmoniczną podstawową. Regulując wzmacnienie wzmacniacza wejściowego ustala się pełne wskazanie wskaźnika wyjściowego.



Rys. 2 Schemat ideowy miernika zniekształceń nieliniowych

Po przetłoczeniu przetwornika w pozycję h na drodze sygnału doprowadzonego do woltomierza znajduje się filtr środkowozaporowy. Zadaniem tego filtra jest wyeliminowanie harmonicznej podstawowej. Przestrzajany filtr umożliwia dostrojenie na minimum

wskazań woltomierza, który będzie teraz wskazywał poziom wyższych harmonicznych. Wskalowanie wskaźnika w % pozwoli na bezpośredni odczyt zniekształceń nieliniowych.

Pomiar jest więc dwuetapowy: składa się z etapu kalibracji (przetwornik w pozycji k) i właściwego pomiaru zniekształceń nieliniowych (pozycja h). Nowoczesne profesjonalne mierniki zniekształceń nieliniowych etapy te realizują automatycznie i pomiar ogranicza się do podłączenia badanego sygnału oraz odczytania wyniku z wyświetlacza. Proponowany do wykonania miernik zniekształceń nieliniowych wymaga ręcznego sterowania pomiarem, ale dzięki temu uzyskano stosunkowo proste rozwiązanie jego układu.

Schemat ideowy i działanie

Idea działania miernika oparta jest o zasadę przedstawioną na schemacie blokowym z rys. 1. Schemat ideowy miernika przedstawiono na rys. 2.

Sygnał wejściowy podawany jest do dzielnika wejściowego, którego zadaniem jest wstępne dopasowanie wielkości sygnału wejściowego do wejścia wzmacniacza. Dzięki zastosowaniu dzielnika napięcia wejściowego możliwa jest praca miernika z sygnałami o poziomach od 50 mV do 50 V. Zadaniem rezystora R4 i diod D1 i D2 jest zabezpieczenie wejścia wzmacniacza w przypadku pomyłkowego podania zbyt dużego napięcia wejściowego na danym zakresie. Do wyjścia wzmacniacza (A US1) podłączony jest potencjometr P1 przeznaczony do regulacji wielkości sygnału

podawanego do wtórника (B US1) i dalej przez potencjometr nastawny P2 do przełącznika. Równolegle za pośrednictwem rezystora R9 sygnał ten podawany jest do przestrajanego filtru środkowozaporowego. Potencjometr P1 służy do kalibracji miernika.

Zasadniczym blokiem miernika jest przestrajany filtr środkowozaporowy. Zrealizowany jest on jako filtr aktywny z tzw. mostkiem Wiena. Wejście filtru to podany już wcześniej rezystor R9 i wzmacniacz C US2. Do wyjścia wzmacniacza podłączony jest mostek składający się z gałęzi połączonych szeregowo pojemności i rezystancji, oraz gałęzi połączonych równolegle takich samych rezystancji i pojemności. Dwie kolejne gałęzie to rezystory R14 i szeregowo połączone R15 (równolegle z P3) oraz R16 i R17. Sygnał wyjściowy z mostka pobierany jest z przeciwnej przekątnej niż zasilanie. Są to punkty połączenia potencjometrów P6 i P6' oraz rezystorów R14 i R15. Sygnał ten podawany jest na wejście wzmacniacza różnicowego zrealizowanego na układach D, E, F US2. Z wyjścia wzmacniacza F US2 sygnał sprzężenia zwrotnego jest podawany do wejścia nieodwracającego wzmacniacza C US2 za pośrednictwem rezystora R11. Ten sam sygnał jest sygnałem wyjściowym filtru środkowozaporowego i przez rezystor R29 podawany jest do przełącznika "k".

Zmianę zakresów częstotliwości filtru uzyskuje się przez przełączanie pojemności mostka (C10÷C21). Płynną zmianę częstotliwości tłumionej uzyskuje się za pomocą potencjometrów sprzężonych P6 i P6'. Częstotliwość ta jest określona następującym wzorem:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot R \cdot C}$$

gdzie:

- R – wypadkowa rezystancja jednej gałęzi mostka
- C – wypadkowa pojemność jednej gałęzi mostka

Do uzyskania pełnego tłumienia wymagana jest dodatkowa regulacja za pomocą potencjometru P3. Zastosowanie filtru aktywnego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym zwiększyło stromość charakterystyki filtru w odniesieniu do samego mostka Wiena jako układu biernego. W tego rodzaju filtrze można uzyskać tłumienie zaporowe rzędu 80 dB.

Ponieważ filtr wprowadza tłumienie sygnału rzędu 5 dB w całym zakresie częstotliwości, dla wyrównania poziomów napięć podawanych do układu woltomierza zastosowano potencjometr nastawny P2. Potencjometr ten obniża poziom sygnału bezpośredniego podawanego do woltomierza.

Na wejściu woltomierza znajduje się przełącznik "k" przeznaczony do przełączania miernika na kalibrację lub pomiar, oraz dzielnik napięcia. Za pomocą tego dzielnika realizuje się zmianę czułości woltomierza i tym samym zmianę zakresu mierzonych zniekształceń nieliniowych. Zastosowanie w dzielnikach przełączanych pojemności równoległych ma za zadanie skompensowanie tych dzielników przy wyższych częstotliwościach

sygnału. Z dzielnika sygnał podawany jest do wzmacniacza wejściowego (G US3) o regulowanym wzmocnieniu za pomocą potencjometru nastawnego P7. Regulacja wzmocnienia pozwala na dostosowanie wielkości sygnału wyjściowego do czułości zastosowanego wskaźnika.

Z wyjścia wzmacniacza sygnał podawany jest do prostownika dwupołkowego na układzie H US3. Po prostowniku znajduje się wzmacniacz – integrator zrealizowany na układzie US4 i pełniący funkcję wzmacniacza prądu stałego i filtru dolnoprzepustowego. Do wyjścia wzmacniacza US4 podłączony jest wskaźnik wychyłowy zabezpieczony diodą D5 przed możliwym nadmiernym przesterowaniem. Rezystor nastawny P8 umożliwia dopasowanie do rodzaju zastosowanego wskaźnika. Możliwe jest zastosowanie wskaźnika wychyłowego o czułości od 100 μ A do 1 mA.

Układ woltomierza powinien być układem mierzącym wartość skuteczną. Zastosowane rozwiązanie to miernik wartości szczytowej wyskalowany w wartości skutecznej, a tak naprawdę w %. Można podłączyć miernik prawdziwej wartości skutecznej za pośrednictwem rezystora R27. Ewentualnie do wyjścia (R27) można podłączyć oscyloskop ułatwiający dostrojenie filtru na minimum i ocenę składowych sygnału po wyeliminowaniu podstawowej harmonicznej (przydźwięk sieci, szumy).

Zasilanie miernika należy doprowadzić z zewnętrznego zasilacza symetrycznego ± 12 V. Obwody zasilania zostały odfiltrowane za pośrednictwem kondensatorów i filtrów RC.

Montaż i uruchomienie

Przed montażem należy przygotować podzespoły. Najbardziej skomplikowane będzie przygotowanie przełącznika segmentowego Isostat. Do jego skompletowania niezbędne będą 4 segmenty podwójne zależne i 6 segmentów pojedynczych zależnych. Listwa przełącznika powinna umożliwiać montaż 12 segmentów w rozstawie 10 mm. Dodatkowo należy przygotować dwie listwy wyzwajające na trzy segmenty w rozstawie 10 mm i jedną na cztery segmenty w tym samym rozstawie. Każda listwa wyzwajająca wymaga zastosowania sprężynki płaskiej. Rozmieszczenie segmentów jest uwidocznione na rysunku montażowym płytki miernika. W płytce drukowanej należy rozwinąć otwory przewidziane do zamontowania przełącznika i kołków montażowych.

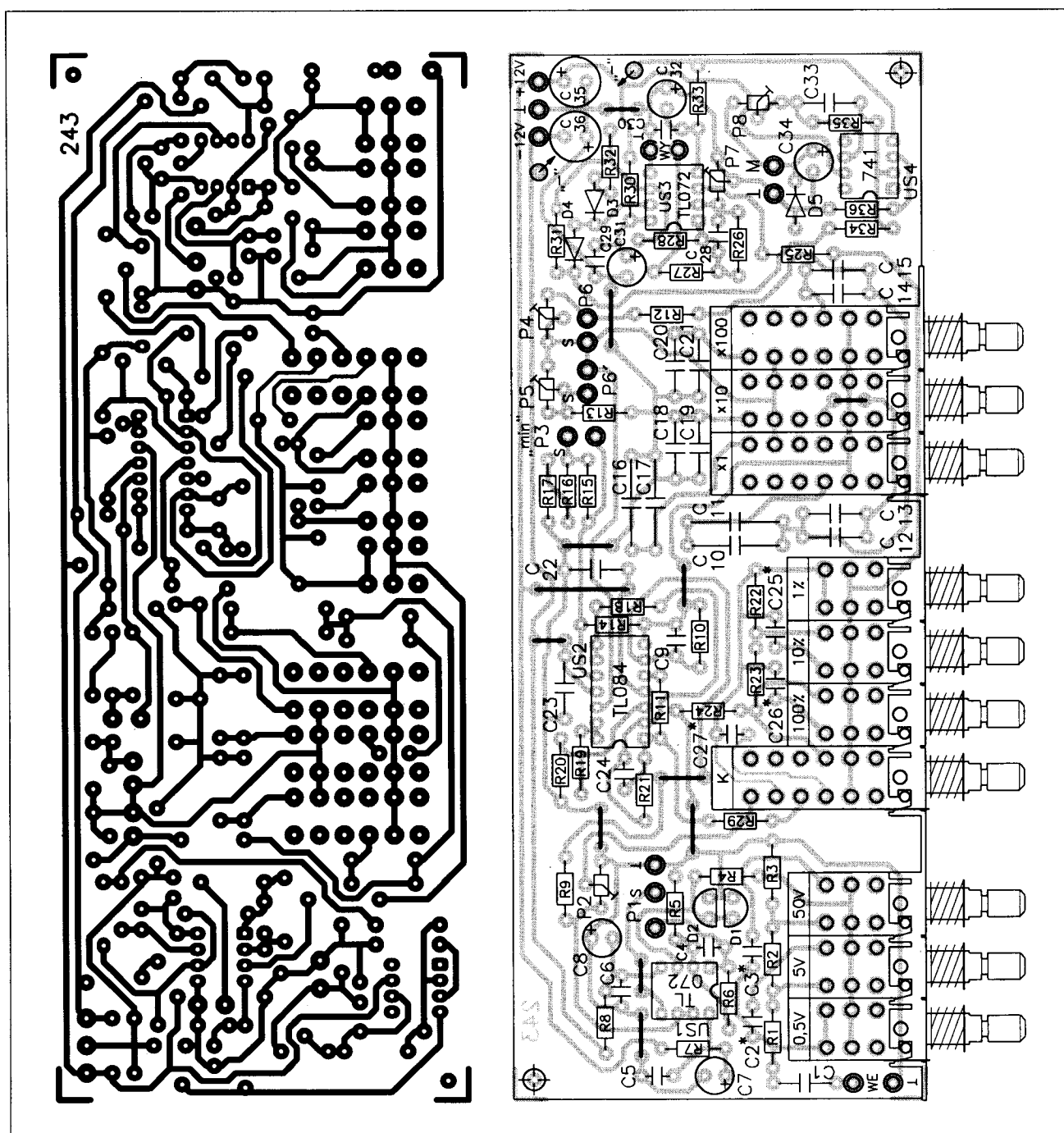
Montaż przeprowadzić zgodnie z ogólnie znanymi zasadami i własnymi upodobaniami. Przełącznik zamontować na wysokości 2 mm nad płytką podkładając przy montażu zapałki między przełącznik i płytkę. Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów przedstawione są na rys. 3.

Zasilacz zmontować na uniwersalnej płytce drukowanej zasilaczy sprzedawanej przez redakcję PE. Powinien on posiadać stabilizację napięć zasilających ± 12 V. Pobór prądu z zasilacza nie przekracza 20 mA. Transformator sieciowy powinien dostarczać napięcia syme-

tryczne 2x15 V. Zwrócić uwagę na izolowanie wszystkich punktów lutowniczych pod napięciem sieci i prowadzenie obwodów sieci 220 V przewodami w podwójnej izolacji. Mogą to być odcinki przewodu sieciowego lub przewody izolowane umieszczone w węży izolacyjnym z PCW. Wyłącznik sieciowy powinien być dostosowany do napięcia 220 V. Zastosować w obwodzie pierwotnym transformatora bezpiecznik o jak najmniejszym prądzie (np. 63 mA).

Kilka słów należy się potencjometrowi P6, P6', którego charakterystyka wpływa bezpośrednio na równomierność skali częstotliwości. Powinien to być potencjometr podwójny (stereofoniczny) o charakterystyce loga-

rytmicznej "C". Spodziewam się trudności z nabyciem takiego potencjometru i dlatego proponuję zastosowanie potencjometru o charakterystyce wykładniczej "B" stosowanej powszechnie w potencjometrach do regulacji siły głosu we wzmacniaczach m.cz. Potencjometr o charakterystyce "B" trzeba tak połączyć, aby minimalną rezystancję osiągał w lewym skrajnym położeniu. Oznacza to, że maksymalna częstotliwość filtrowana znajdzie się w położeniu przeciwnym do narysowanego na rys. 4. Zyska się jednak na równomierności skali częstotliwości i łatwości dostrojenia filtru. Potencjometr dla zwiększenia precyzji strojenia należy wypozażyć w pokrętło o dużej średnicy.



Rys. 3 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Do uruchomienia miernika niezbędny jest generator małej częstotliwości i oscyloskop. Można wykorzystać generator małej częstotliwości opisany w poprzednim numerze PE.

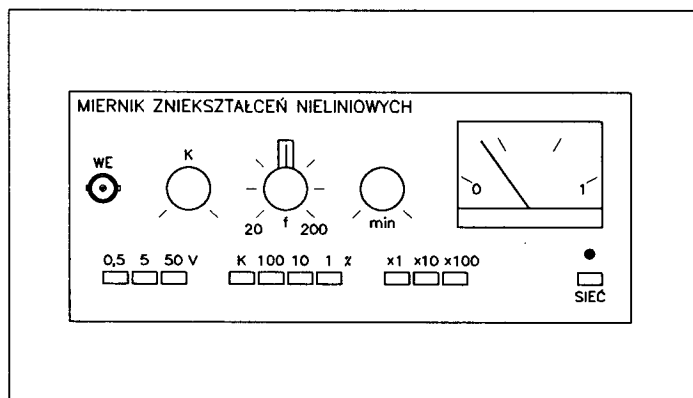
Uruchamianie miernika przeprowadzić przed zamontowaniem płytki w obudowie. Sprawdzić poprawność montażu i podłączyć do płytki potencjometri, wskaźnik oraz zasilanie. Potencjometry P1 i P6, P6' ustawić na maksimum. Wszystkie pozostałe potencjometry i rezystory nastawne ustawić w środkowe położenia. Dzielnik wejściowy ustawić w pozycji "5 V". Wcisnąć pozycję "100%" przełącznika woltomierza. Zakres filtru ustawić na " $\times 10$ ".

Na wejście miernika podać sygnał sinusoidalny z generatora o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 0,4 V. Regulując rezystorami nastawnymi P7 i P8 uzyskać pełne wychylenie wskazówki wskaźnika M. Przełączyć przełącznik woltomierza w pozycję "k" i regulując potencjometrem nastawnym P2 uzyskać takie samo położenie wskazówki miernika jak poprzednio.

Ponownie przełączyć przełącznik woltomierza w pozycję 100% i regulując potencjometrami filtru (P6, P6' i P3) uzyskać minimalne wychylenie wskazówki. Zwiększać czułość woltomierza przełączając kolejno na 10%, 1% i regulując filtr na minimum wychylenia wskazówki miernika. Uzyskana wielkość w odniesieniu do pełnego wychylenia będzie określona zniekształceniami nieliniowymi generatora. Przy regulacji na minimum wskazań można pomóc sobie obserwując oscyloskopem sygnał na wyjściu "WY". Uzyskanie minimum na zakresie 1% świadczy o poprawnej pracy miernika (i generatora).

Skręcić potencjometr P6, P6' na minimalną rezystancję i zwiększając częstotliwość sygnału z generatora sprawdzić czy częstotliwość filtrowana jest większa od 2 kHz. Ewentualnie dobrać wartości pojemności w układzie filtru. Zabieg ten powtórzyć na zakresach filtru " $\times 1$ " i " $\times 100$ " (odpowiednio 200 Hz i 20 kHz). Potencjometr P6, P6' ustawić na maksymalną rezystancję. Z generatora podać sygnał o częstotliwości 180 Hz (zakres częstotliwości filtru " $\times 10$ "). Regulując rezystorami nastawnymi P4 i P5, oraz potencjometrem P3 uzyskać maksymalne tłumienie filtru. Sprawdzić czy minimalne częstotliwości filtrowane na zakresach " $\times 1$ " i " $\times 100$ " leżą poniżej odpowiednio 20 Hz i 2 kHz.

Montaż pojemności kompensujących dzielników wejściowego i woltomierza nie jest konieczny. Miernik osiąga pasmo pomiarowe 100 kHz ze spadkiem 3 dB. Dobranie tych pojemności umożliwia uzyskanie pasma do 200 kHz. Zasady doboru są podobne jak w oscyloskopie.



Rys. 4 Widok płyty czołowej miernika

Na tym kończymy uruchamianie miernika i można przystąpić do zamontowania płytki w typowej obudowie z tworzywa sztucznego. Widok przykładowego rozwiązania płyty czołowej miernika przedstawiono na rys. 4.

Pomiar zniekształceń nieliniowych należy zawsze rozpocząć od kalibracji (wcisnięty przycisk "k" przełącznika woltomierza). Odpowiednio do wielkości sygnału wejściowego dobrać pozycję dzielnika wejściowego i regulując potencjometrem "k" uzyskać pełne wychylenie wskazówki miernika. Dobrać odpowiedni zakres częstotliwości filtru i pokrętkami "f" i "min" uzyskać minimalne wskazanie miernika przy kolejnych pozycjach "100%", "10%" i "1%". Oczywiście minimalny zakres będzie zależał od wielkości mierzonych zniekształceń nieliniowych. Wskazywana wartość odpowiada mierzonym zniekształceniom nieliniowym. Wskaźnik wyskalować w "%".

Wykaz elementów:

US1	– TL 072
US2	– TL 084
US3	– TL 082
US3	– UL 7741N (μ A 741)
D1, D2	– BAP 812
D3, D4, D5	– BAVP 17 (1N4148)
R7, R8, R30, R33	– 100 Ω /0,125 W
R17	– 220 Ω /0,125 W
R12, R13	– 910 Ω /0,125 W
R3, R24	– 1 k Ω /0,25 W 2 %
R15, R28	– 10 k Ω /0,125 W
R16	– 1,5 k Ω /0,125 W
R29	– 2,2 k Ω /0,125 W
R14	– 3,9 k Ω /0,125 W
R2, R23	– 9,1 k Ω /0,25 W 2 %
R4	– 10 k Ω /0,25 W
R9, R11, R18,	
R19, R25, R27,	
R31, R32,	
R34, R36	– 10 k Ω /0,125 W
R10	– 22 k Ω /0,125 W
R20, R21	– 47 k Ω /0,125 W
R1, R22	– 91 k Ω /0,25 W 2 %
R6, R26, R35	– 100 k Ω /0,125 W
P2, P8	– 10 k Ω TVP 1232
P7	– 22 k Ω TVP 1232
P4, P5	– 220 k Ω TVP 1232
P3	– 1 k Ω A PR 185
P1	– 10 k Ω A PR 185
P6, P6'	– 10 k Ω C
	PR 24 G (stereo)
C3, C4, C26,	
C27, C28	– 2,2 pF/250 V KCP
C2, C25	– 4,7 pF/250 V KCB

C24	– 15 pF/25 V KCP
C9	– 33 pF/25 V KCP
C15, C21	– 3,3 nF/400V MKSE 20 5%
C14, C20	– 4,7 nF/400V MKSE 20 5%
C5, C6, C29, C30	– 10 nF/25 V KFPf
C13, C19	– 33 nF/63 V MKSE 20 5%
C12, C18	– 47 nF/63 V MKSE 20 5%
C22, C23	– 100 nF/63 V MKSE 20
C1, C33	– 220 nF/100 V MKSE 20
C11, C17	– 330 nF/63 V MKSE 20 5%
C10, C16	– 470 nF/63 V MKSE 20 5%
C34	– 1 μ F/50 V 04/U
C7, C8, C31, C32	– 47 μ F/16 V 04/U

C35, C36	– 100 μ F/16 V 04/U
M	– wskaźnik wychyłowy 100 μ A $\div$ 1 mA
przełącznik segmentowy Isostat w/g opisu	
płytki drukowane nr 243	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 4,33 zł (43.300 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – cennik patrz strony I÷IV.

◇ R. K.

Dokończenie wykazu ze str. 2

Cyfrowe układy scalone CMOS		
– praktyka i teoria cz. 22	6/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 2	6/95	14
Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511	6/95	30
Cyfrowe układy scalone CMOS		
– praktyka i teoria cz. 23	7/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 3	7/95	14
Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511	7/95	17
Cyfrowe układy scalone CMOS		
– praktyka i teoria cz. 24	8/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 4	8/95	12
Cyfrowe układy scalone CMOS		
– praktyka i teoria cz. 25	9/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 5	9/95	25
Cyfrowe układy scalone CMOS		
– praktyka i teoria cz. 26	10/95	2
Zakłócenia i ich redukcja cz. 6	10/95	12
Zakłócenia i ich redukcja cz. 7	11/95	12

Elektronika domowa

Wykrywacz przewodów elektrycznych	1/95	19
Mikroprocesorowy sterownik świateł	2/95	15
Mikroprocesorowy sterownik świateł – dokończenie	3/95	4
Wykrywacz metali TRANSET 150	3/95	12
Zabezpieczenie przed zanikiem fazy	4/95	17
Sterowanie oświetleniem i wentylacją w łazience	4/95	29
Zdalne sterowanie oświetleniem pokoju	5/95	11
Miniaturowy zegar na układzie MC 1204	5/95	19
Mikroprocesorowy zegar sterownik – budzik tygodniowy	6/95	4
Mikroprocesorowy zegar sterownik – budzik tygodniowy	7/95	4
Akustyczny sygnalizator wilgoci	7/95	25
Elektroniczny "dzwonek do telefonu"	8/95	15

Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi	9/95	4
Regulator mocy lutownicy transformatorowej cz. 1	10/95	30
Awaryjne zasilanie zegara	11/95	2
UWAGA! "Zły pies" – dzwonek	11/95	4
Regulator mocy lutownicy transformatorowej cz. 2	11/95	16
Choinkowa gwiazda betlejska	11/95	17
Automatyczny wyłącznik domofonu	12/95	10

Różne

Poprawki – ładowarka, wzmacniacz 100 W, programator do głowicy, zdalne sterowanie wieżą	1/95	30
Wykaz cenowy płytek drukowanych	1/95	31
Karta zamówień (aktualna karta w PE 7/95)	2/95	28
Wykaz cenowy płytek drukowanych – dokończenie	2/95	30
Jak składać zamówienia w Praktycznym Elektroniku	3/95	10
Poprawki – "zewnętrzna stacja dysków do Amigi"	3/95	21
Epitafium dla DIORY	4/95	4
Karta zamówień (aktualnie obowiązująca)	7/95	30
Wykaz cenowy płytek drukowanych	7/95	31
Nowa karta zamówień	8/95	18
Wykaz cenowy płytek drukowanych – dokończenie	8/95	30
Wysyłkowa sprzedaż elementów – cennik	9/95	I
Wyjaśnienia do zegara mikroprocesorowego	10/95	29
Wykaz artykułów w których nie występują płytki drukowane	10/95	31
Wysyłkowa sprzedaż elementów – cennik	12/95	I
Spis treści rocznika 1995		
miesięcznika Praktyczny Elektronik	12/95	2



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.
Cena: 1520 zł.



STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi syntezerem SAA 1057 i cyfrową skalą);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).

Sterowniki ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi. Ceny 150÷170 zł.



SUPER NOWOŚĆ DLA RADIOAMATORÓW!

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942.

W skład zestawu wchodzi: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawu podstawowego – 350 zł.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni
- lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu
- zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz)
- absolutna prostota obsługi – jeden przycisk
- przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł!
- dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

Multimetr (7107) z gen..wersja CMOS

U=0...750V ; I=0...2A Bp 1%
R 0...2MΩ ; f 10Hz...15MHz Bp 1-2%
C 2pF...2μF ; G 3Hz...0,5MHz (3V) Bp 2-3%
Pomiar diod i b tranzyst. / wynik na 3 i 1/2 LED
Uzas 6...10V lub akumulatory R-6 Izas 0,1 A

37,8 zł – płytka + części
9,9 zł – obudowa + isostaty

Multimetr Samochodowy 07

– Pomiar temp. silnika / temp. zewnętrznej
– Obrotomierz cyfrowy / pomiar nap. akum.

28,8 zł – płytka + części + obud. (3 i 1/2 LED)

7,6 zł – elektryczna blokada zapłonu

Automat Akwariowy

– 2 niezależne termostaty (do 350 W)
– automatyczny włącznik ośw. (do 400 W)
– automatyczny włącznik filtra (timer CMOS)

22,9 zł – płytka, części, przekaznik

6,9 zł – isostat, obudowa

D. F. Elektronik ul. Duża Góra 37/53
30-857 KRAKÓW tel. 58-90-24

Zmiana adresu redakcji „Praktycznego Elektronika”

Nowy adres redakcji:
„Praktyczny Elektronik”
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 ZIELONA GÓRA

Listy kierowane na stary adres
także do nas dotrą.

SKUP I SPRZEDAŻ WYSYŁKOWA PODZESPOŁÓW I ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH

Po otrzymaniu koperty zwrotnej
wysyłamy bezpłatny katalog

„UNIPOL”
skr. poczt. nr 25
07-202 WYSZKÓW
tel/fax 0-216/27330

VOLUMEN

Księgarnia Elektroniki i Informatyki

ul. Siemiradzkiego 3

60-763 POZNAŃ

tel. 66-51-12 w 14

Charakterystyka:

Literatura, katalogi,

instrukcje serwisowe, schematy, programy shareware, kit'y.

Sprzedaż stacjonarna i wysyłkowa.

Końcówki mocy m.cz., uruchomione
płytki zasilaczy stabilizowanych
informacje (0-50) Tel/Fax 32-81-81

W „Praktycznym Elektroniku” wysyłkowa sprzedaż elementów

Sprzedaż wysyłkowa prowadzona jest w ścisłej współpracy z redakcją „Praktycznego Elektronika” przez firmę LARO S.C. Asortyment elementów obejmuje wszystkie urządzenia publikowane na łamach „Praktycznego Elektronika”. Szczegółowy wykaz elementów, wraz z cenami można znaleźć w numerze 9/95 PE na stronach I-IV (wkładka). W wykazie zabrakło układu C520 – 7,00 zł, a cena kondensatora 4.700 μF/63 V wynosi 8,82 zł.

Płytki drukowane i zaprogramowane EPROMY można zamawiać wyłącznie w redakcji PE

W zamówieniach prosimy podać informację, czy w przypadku braku którejś z pozycji zamówienie można zrealizować częściowo.

LARO S.C.
65-958 ZIELONA GÓRA
skr. poczt. nr 149